TV

l'antenna

ANNO XLI - 1969 - Abb. Postale - Gruppo III

NUMERO 9

LIRE 500

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Controllo finale di un cannone elettronico triplo per TVC

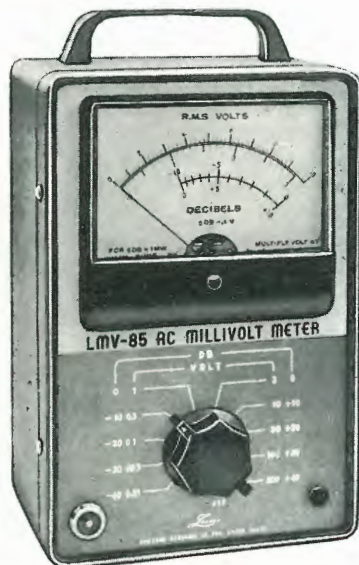
LEADER TEST INSTRUMENTS

VOLTMETRO A VALVOLA

LV-75
LV-76

CARATTERISTICHE

Volt c.a.	
Portate fondo scala	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1.500 V eff. 4,2 - 14 - 42 - 140 - 420 - 1.400 V p-p
Impedenza di ingresso	1 Mohm alla frequenza di 1 kHz
Capacità in parallelo	Con « probe »: 75 pF, 1,5 - 150 V 60 pF, 500 - 1.500 V
Responso	Lineare da 25 Hz ad 1 MHz
Precisione	± 3% fondo scala
Volt c.c.	
Port. fondo scala	1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1.500 V
Resistenza di ingresso	11 Mohm (1 Mohm con «probe»)
Capacità in parallelo	2,4 pF max.
Precisione	± 3% fondo scala
Ohm	
Gamma al centro scala	10 - 100 - 1k - 10k - 1M - 10 Mohm
Precisione	entro il 5% dell'arco
Decibel	Da — 10 a + 66 dB, rif. 1 mW = 0 db su 600 ohm
Indicatore	115 mm, con strumento da 200 μA f.s.
Valvole usate	2-6AL5 1-12AU7
Accessori	« Probe » per C.A./OHM, e C.C.
Alimentazione	C.A. 220 V 50 Hz dissipazione circa 8,5 VA
Dimensioni e peso	cm 15 x 22,5 x 10,5; 2 kg

MILLIVOLTMETRO PER C.A.

LMV-85
LMV-86

CARATTERISTICHE

Portate di tensione, fondo scala	10, 30, 100 e 300 mV eff. 1, 3, 10, 30, 100 e 300 V eff.
Responso alla frequenza	± 1 dB da 10 Hz a 800 kHz
Precisione	± 3% fondo scala
Impedenza di ingresso	3 Mohm; adattatore 15 pF; cavo 40 pF
Scale dello strumento	0-10 V, 0-3 V, dB (0 dB=0,775 V)
Valvole usate	1-6C4 2-12AT7
Accessori	1 cavo di ingresso 1 adattatore
Alimentazione	C.A. 220 V 50 Hz dissipazione circa 8 VA
Dimensioni e peso	cm 15 x 22,5 x 10,5; 2 kg

PROVA-TRANSISTORI E SIGNAL TRACER

LTC-901

CARATTERISTICHE

Controllo fattore « beta »	Da 0 o 100 e da 0 a 200 fondo scala
Strumento in c.c.	Da 0 a 20 V e da 0 a 50 mA fondo scala
« Signal Tracer »	Guadagno BF, circa 90 dB; uscita 100 mV con sonda per AF e BF
Iniettore di segnale	1 kHz ed armoniche per uscite AF e BF
Sorgente di alimentazione	Batterie interne da 12 V
Cavetti di prova	7, con puntali e clip
Semiconduttori usati	Transistori: 4-2SB54 2-2SB43 Diodi: 2-1S34
Dimensioni e peso	cm 15 x 22,5 x 7; 2 kg

LARIR International s.p.a.

AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO

VIALE PREMUDA 38/a TEL. 79 57 62/63 - 78 07 30

dott. ing. Antonio Nicolich

Mostra della Radio-TV, Esposizione Elettrodomestici, Salone Componenti Elettronici

Una vera esplosione elettronica è avvenuta a Milano nella prima quindicina del settembre 1969. Le manifestazioni riportate nel titolo (contenuto in limiti accettabili mediante abili abbreviazioni dei nomi delle manifestazioni stesse) sono una realtà concomitante, che ha ripagato a iosa il visitatore per la spesa dell'ingresso.

La vastità degli ambienti, la quantità e la qualità dei prodotti esposti, la grandiosità, l'imponenza e la lussuosità delle attrezzature che intimidiscono anche lo spirito più battagliero, danno l'impressione che in Italia tutto vada per il meglio, regni l'ordine, l'operosità, l'amore per la ricerca scientifica e via dicendo.

Ma chi, senza essere addentro alle segrete cose, ha ascoltato il discorso di apertura del presidente dell'ANIE Gr. Uff. Dott. Ing. Luigi Baggiani, ha subito inteso quanto sia stato grande lo sforzo per dare la vernice di benessere, sotto la quale c'è una dura realtà: il problema della sopravvivenza. Se la situazione permette previsioni non catastrofiche nel settore degli elettrodomestici, dove l'esportazione è un validissimo strumento bilanciatore, nel settore Radio-TV, che è quello che più ci sta a cuore, perchè ad esso abbiamo dedicato il meglio della nostra attività, le cose assumono un volto da prognosi riservata.

Non giureremmo che la contrazione, che da un triennio si va aggravando nel mercato interno, sia al cento per cento imputabile alla mancanza della crominanza nelle nostre trasmissioni televisive, ma è un fatto che il monocolore è fallimentare. Il dubbio amletico «PAL o non PAL?» «Sécam o non Sécam?» deve essere pur risolto, e come il principe di Danimarca ha deciso per il «non essere» (v. il cospicuo numero di cadaveri alla fine dell'ultimo atto; una vera scena western!) prendiamo anche noi la nostra decisione per il PAL! Chi sa leggere tra le righe del discorso del Ministro delle P.P. e T.T. Sen. Valsecchi, che ha inaugurato in blocco le manifestazioni elettroniche in oggetto, potrebbe arditamente concludere che il trionfo del PAL sia dato per scontato. Ma la Sfinge ha grande mole e l'oracolo non si è ancora manifestato. Per ora ci restano solo le manifestazioni dei contestatori, che a egrege cose i forti animi accendono, a pieno beneficio della agonizzante industria elettronica italiana; ma il pessimismo non fu mai «laudabil cosa», perciò ritempriamo lo spirto con ciò che abbiamo udito al «Convegno Tecnico Componenti Elettronici» (9 e 10 settembre) dedicato ai «Filtri» elettrici. Le due giornate trascorse alla «Sala Puricelli» del Convegno hanno dimostrato una verità della massima importanza: in Italia esiste una nutrita schiera di giovani capaci, studiosi e perfettamente allineati con i cervelloni esteri; basti esaminare le memorie da eglino (grammaticalmente più corretto che «essi») presentate e discusse per convincersi che c'è chi è degno di ricevere nelle proprie mani il formidabile patrimonio scientifico e tecnico; questi giovani partono con stupefacente competenza e disinvoltura dal punto di arrivo dei loro predecessori dal crin venerando, e proseguono con esaltante speditezza sulla via del progresso. Tutto ciò fa bene a chi deve fermarsi perchè le forze lo abbandonano.

N.B. — Nessuno dei relatori era zazzeruto, ma è un puro caso. A

Emilio Grosso

Il sistema PAL di TV a colori*

4. - IL SEGNALE VIDEO A COLORI

Il segnale video composito pertinente ad una determinata immagine è dovuto alla somma della componente di luminanza e della componente cromatica costituita dalla sottoportante di colore modulata in quadratura da $V_{(B-Y)}$ e $V_{(R-Y)}$.
Desideriamo stabilire le ampiezze e le forme d'onda che tale segnale può assumere allorchè la scena da riprendere sia ad esempio costituita da una serie di barre verticali colorate. A tale scopo le barre verticali scelte corrispondono a colori primari o miscelazione di primari aventi luminanza massima.

La fig. 1*a* si riferisce alla sequenza di barre di colore aventi valori di luminanza decrescenti da sinistra a destra. Le barre estreme ossia bianca e nera rappresentano le ampiezze massima e minima che il segnale video assume nel caso di trasmissioni monocromatiche. La sequenza standard delle barre di colore è così definita: bianco, giallo, cìano, verde, magenta, rosso, blu e nero. Si rileva come i colori posti simmetricamente rispetto all'asse verticale sono complementari, ossia la loro combinazione dà luogo al bianco di riferimento *C*. Il giallo infatti è il complemento del blu, il rosso del cìano, il verde del magenta.

La fig. 1 illustra in *b, c, d*, i segnali elettrici dovuti alla telecamera che esplora le barre colorate. Durante l'esplorazione del bianco vi è segnale d'uscita da tutti e tre i tubi da ripresa, mentre per il giallo solo i tubi del rosso e del verde risultano attivati; nel caso del cìano risulta interdetto il tubo da ripresa del rosso ecc.....
L'ampiezza dei segnali di luminanza delle varie barre di colore è: 1 per la barra bianca avendo sommato i contributi dati dal rosso (0,3), dal verde (0,59) e dal blu (0,11).

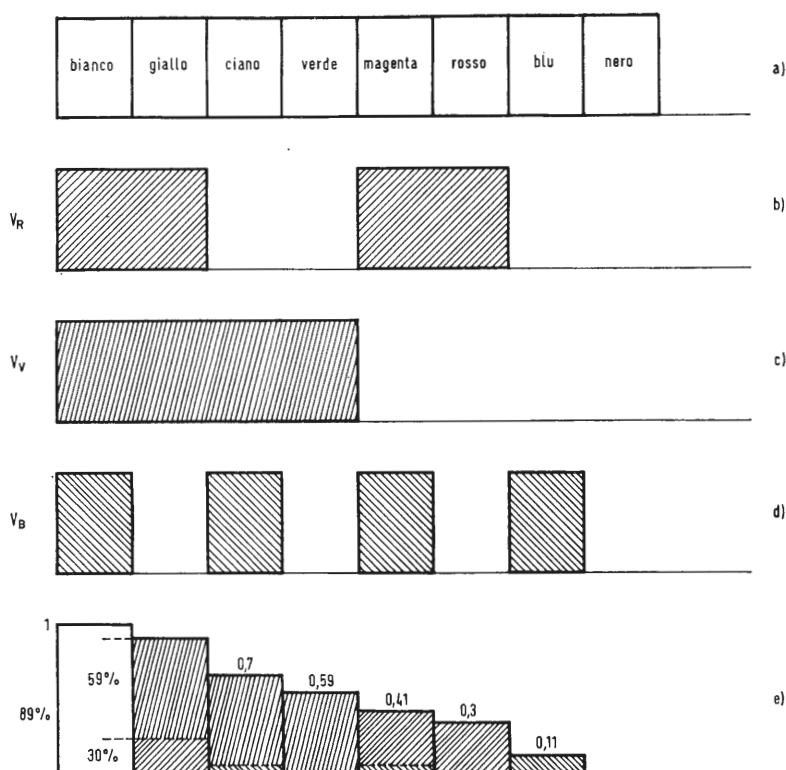



Fig. 1

(*) segue dal n. 8, agosto 1969, pag. 329.

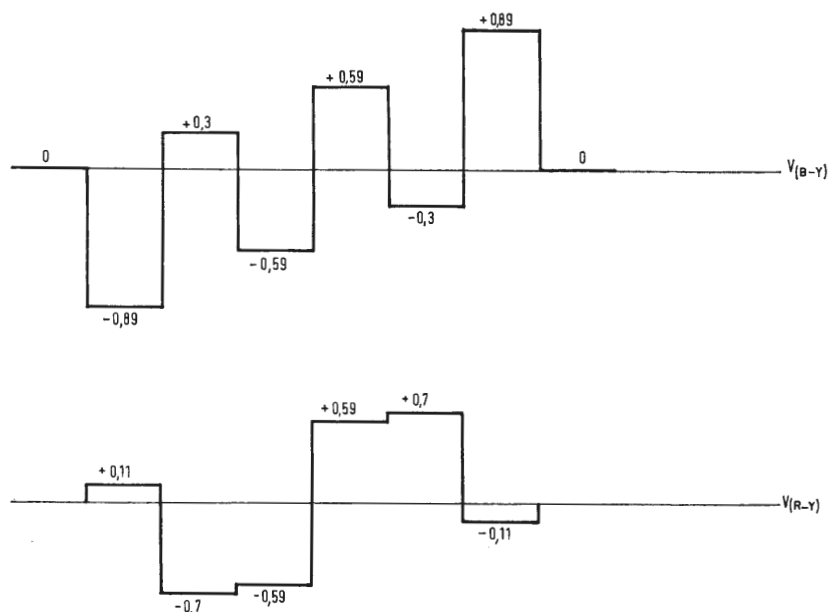
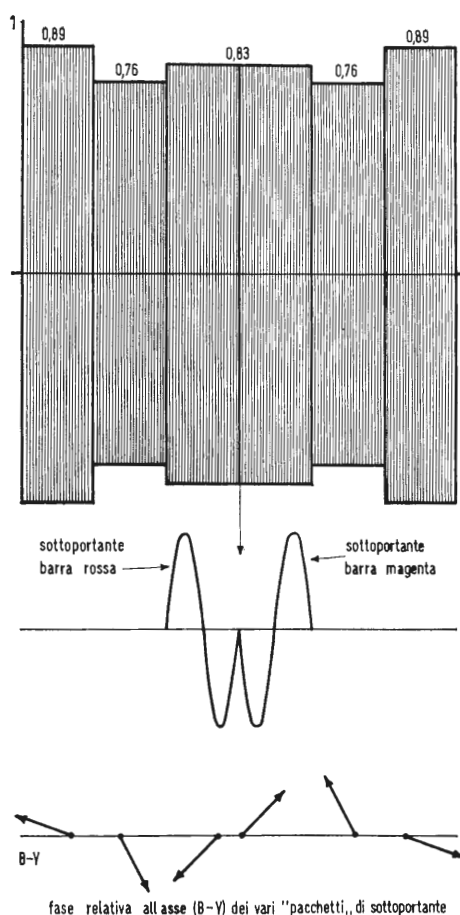



Fig. 2

Giallo – contributo del rosso = 0,3 Y totale = 0,89
– contributo del verde = 0,59
Cìano – contributo del verde = 0,59 Y totale = 0,70
– contributo del blu = 0,11
Verde – solo contributo del verde Y totale = 0,59
Magenta – contributo del rosso = 0,3 Y totale = 0,41
– contributo del blu = 0,11
Rosso – solo contributo del rosso Y totale = 0,3
Blu – solo contributo del blu Y totale = 0,11

Il completo segnale elettrico di luminanza è rappresentato in fig. 1*e*.
Calcoliamo ora le ampiezze dei segnali di crominanza $V_{(R-Y)}$ e $V_{(B-Y)}$. Per la barra bianca essi risultano ovviamente zero mentre per il giallo, essendo attivate le sole telecamere del rosso e del verde, avremo che $V_{(R-Y)}$ vale 1—0,89 = 0,11 mentre $V_{(B-Y)}$ risulterà 0—0,89 = —0,89 essendo appunto la telecamera del blu interdetta per tale colore.
Analogamente procediamo per le altre tinte:

	$V_{(B-Y)}$	$V_{(R-Y)}$
Cìano	1—0,7 = 0,3	0—0,7 = —0,7
Verde	0—0,59 = —0,59	0—0,59 = —0,59
Magenta	1—0,41 = 0,59	1—0,41 = 0,59
Rosso	0—0,3 = —0,3	1—0,3 = 0,7
Blu	1—0,11 = 0,89	0—0,11 = —0,81

La fig. 2 rappresenta le f.o. dei segnali così calcolati. Rimangono ora da stabilire le varie ampiezze assunte dalla sottoportante di colore mediante l'espressione (5) che riportiamo:

$$V_S = \sqrt{V^2_{(R-Y)} + V^2_{(B-Y)}} \qquad (5)$$

$$V_{S(giallo)} = \sqrt{-0,89^2 + 0,11^2} = \sqrt{0,842} = 0,89$$

analogamente si procede per le altre tinte ottenendo i valori 0,76; 0,83; 0,83; 0,76; 0,89 con le forme d'onda riportate in fig. 3.
La completa forma d'onda del segnale elettrico pertinente all'esplorazione di una riga delle barre di colore risulta quindi dalla somma dei valori riportati in fig. 12 e quelli forniti dalla (5). La fig. 4 illustra appunto il segnale composito di luminanza e crominanza.
La forma d'onda di fig. 4 non rappresenta ancora il completo segnale video atto a modulare il trasmettitore; manca infatti il sincronismo di colore o burst, ma su

fase relativa all asse (B-Y) dei vari "pacchetti,, di sottoportante

Fig. 3

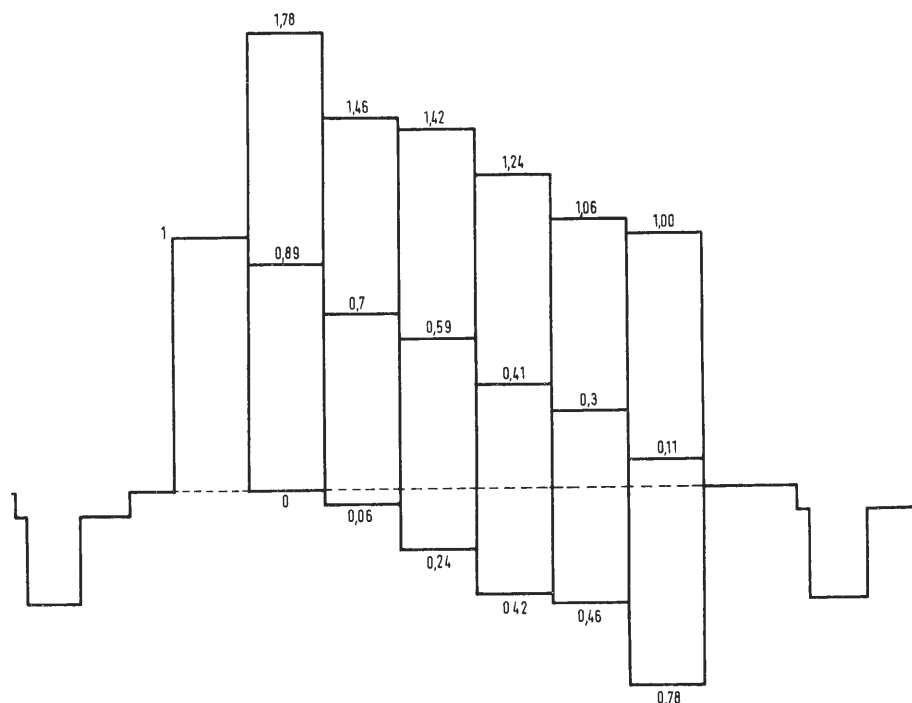



Fig. 4

questo punto ci soffermeremo in seguito. Essa rappresenta la completa informazione video e precisamente la componente di luminanza comprendente i segnali sincronizzanti la quale supporta i vari « pacchetti » a frequenza di sottoportante che identificano il croma. Come visto, questi vari « pacchetti », pertinenti ognuno ad un determinato colore, differiscono tra loro come relazione di fase (diversa tinta), in ampiezza e per il diverso contributo di luminanza. Esaminando il suddetto segnale, si osserva come esso si estenda oltre al livello dovuto al massimo bianco e interessi la zona dei neri occupata dalle informazioni di sincronismo. Infatti per quanto concerne il massimo livello assunto dal croma nei riguardi della barra bianca, si verificano delle dannose sovramodulazioni nel trasmettitore mentre soprattutto nel caso di interessamento della zona dei sincronismi si ottiene un anormale funzionamento dei circuiti di sincronizzazione dei ricevitori. Si deve quindi ridurre l'ampiezza entro i termini consentiti, ma ciò comporta una riduzione del rapporto segnale disturbo per cui si è preferito, lasciando inalterata la luminanza, ridurne opportunamente la sola componente cromatica con evidente peggioramento del rapporto segnale disturbo di quest'ultima informazione. Tale soluzione è accettabile in quanto, come rilevato in precedenza, l'occhio avverte meno il disturbo contenuto nel colore che non nell'informazione di luminanza. Poichè in realtà, la ripresa di scene non comprende colori contemporaneamente così saturi e con valori di luminanza anch'essi rilevanti come nel caso della sequenza di barre di colore si è adottato una soddisfacente condizione di compromesso. Tale soluzione consiste nel ridurre il segnale elettrico che rappresenta l'informazione cromatica in modo tale che il completo segnale video non superi i massimi livelli del bianco e del nero, di una quantità maggiore di 1/3 dell'ampiezza della barra bianca. Poichè i segnali elettrici a nostra disposizione per formare l'informazione di colore sono $V_{(R-Y)}$ e $V_{(B-Y)}$, dovremo quindi attenuarli opportunamente prima di combinarli nei modulatori bilanciati. Osservando la fig. 4 si nota come le barre estreme del giallo e del blu siano, sotto l'aspetto considerato, le maggiormente sfavorite. Onde consentire alla sottoportante di colore di rimanere nei limiti fissati, si sono ridotti i segnali differenza di colore nella misura di 1,14 per il segnale $(R - Y)$ e 2,03 per $(B - Y)$. Calcolando nuovamente i segnali che verranno combinati nei modulatori, otteniamo i valori di ampiezza della sottoportante tenendo appunto presente i citati fattori di riduzione:
giallo saturazione 100%

$B_{(B-Y)} = -0{,}89/2{,}03 = 0{,}43$
$V_{(R-Y)} = 0{,}11/1{,}14 = 0{,}096$
$V_{sottoportante} = \sqrt{0{,}43^2 + 0{,}096^2} = 0{,}44$
$V_{luminanza} + V_{sottoportante} = 0{,}89 + 0{,}44 = 1{,}33$

Rispetto al valore unitario scelto per la barra bianca si è quindi ottenuto quanto

desiderato, ossia che la barra gialla maggiormente sfavorita in tal senso è compresa entro il valore di 1,33.
Nel caso delle ampiezze che scendono al di sotto del livello del nero, vediamo ora la barra pertinente al blu che valore assume.
Essendo il giallo complementare del blu, a quest'ultimo gli competerà come visto medesimi valori di livello della sottoportante che nel caso precedente, per cui non ci rimane che sommare al valore $V_{sottoportante} = 0{,}44$ il valore di luminanza che compete ad esso ossia —0,11 per cui si ottiene:
$V_{sott.} = 0{,}44 - 0{,}11 = 0{,}33$
Valore anch'esso che soddisfa la condizione di compromesso ricercata.
Analogamente possiamo stabilire i nuovi valori da attribuire alle altre barre di colore ricavando la tabella completa di fig. 5 dove è rappresentato anche il segnale video di una riga d'esplorazione riferendosi appunto ai nuovi valori. Ovviamente la sottoportante di colore, di ampiezza simmetrica rispetto al relativo livello di luminanza, risulta determinata per esempio nel caso della barra gialla, dal medesimo valore di 1,33 già calcolato mentre scenderà al di sotto del livello 0,89 luminanza) di 0,44 ossia sarà compresa nel limite 0,45 ÷1,33. La stessa precisazione è valida per tutte le altre barre, per cui, riferendosi sempre alla fig. 5 è possibile rilevare le ampiezze max. e min. dei vari « pacchetti » di sottoportante.
Il segnale video così ottenuto esplorando barre di colore saturate al 100% non è ancora idoneo ad essere inviato al trasmettitore onde essere irradiato. Innanzitutto l'ampiezza della sottoportante è ancora eccessiva benchè siano già intervenuti i fattori di riduzione.
Per quanto riguarda il corretto funzionamento dei trasmettitori, si è preferito adottare la stessa sequenza di barre colorate ma con saturazione al 75% anche in considerazione del fatto che le scene da riprendere non contengono colori estremamente saturi come nel caso di barre al 100%. L'ampiezza dei « pacchetti » di sottoportante viene così ulteriormente ridotta e il definitivo segnale elettrico assume la forma d'onda rappresentata in fig. 17 e rispondente alla relazione:

$$V = V'_y \left[\pm \frac{(V'_R - V'_y)}{1{,}14} \cos \omega t + \frac{(V'_B - V'_y)}{2{,}03} \operatorname{sen} \omega t \right]$$

dove $\omega = 2\pi f$ con $f = 4{,}433618$ MHz; V'_R, V'_B segnali primari di colore corretti in gamma.
$V'_y = (aV'_R + bV'_B + cV'_V)$ = segnale di luminanza in cui a, b, e c sono i coefficienti di luminosità pertinenti ai tre primari.

5. - CORREZIONE DI GAMMA

La trasformazione delle informazioni cromatiche in segnali elettrici e viceversa non avviene con legge lineare per cui, i segnali ricavati in trasmissione ossia V_R, V_B, V_V non generano nel ricevitore i colori ripresi, con assoluta fedeltà.
Il cinescopio, elemento preposto a convertire i segnali elettrici in colori non ha una risposta lineare poichè non vi è proporzionalità tra tensioni di eccitazione applicate alle griglie e le relative correnti catodiche di eccitazione dei fosfori.
È indispensabile quindi, onde ottenere sufficiente fedeltà di trasmissione, introdurre delle correzioni che rendono minimi gli errori dovuti alla non linearità del sistema. Il problema esiste anche nel caso della TVm ma per il colore esso assume un'importanza maggiore poichè la non linearità della caratteristica I_K/V_g del cinescopio incide sia sulla luminanza che sulla crominanza. Poniamo ad esempio

	V(R-Y) / 1,14	V(B-Y) / 20,3	V_{sott}
giallo	0,096	-0,43	0,447
ciano	-0,61	0,14	0,63
verde	-0 51	-0 289	0 59
magenta	-0,51	-0,289	0,59
rosso	-0,61	-0,14	0,63
blu	-0,096	-0,43	0,447

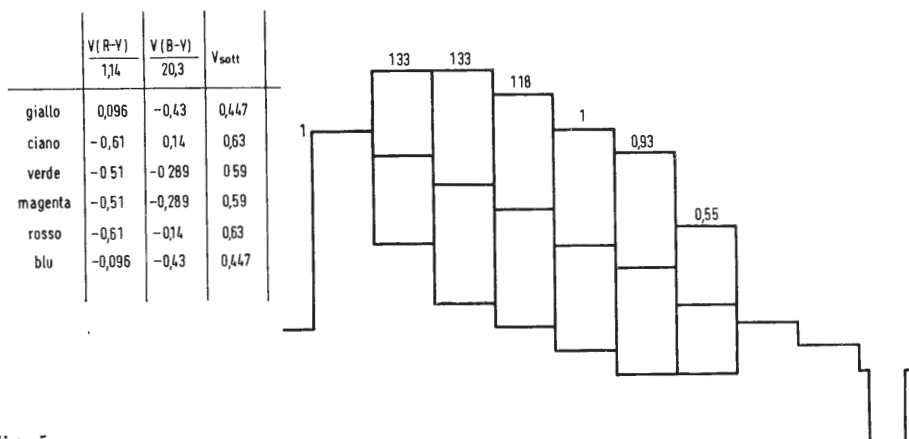



Fig. 5

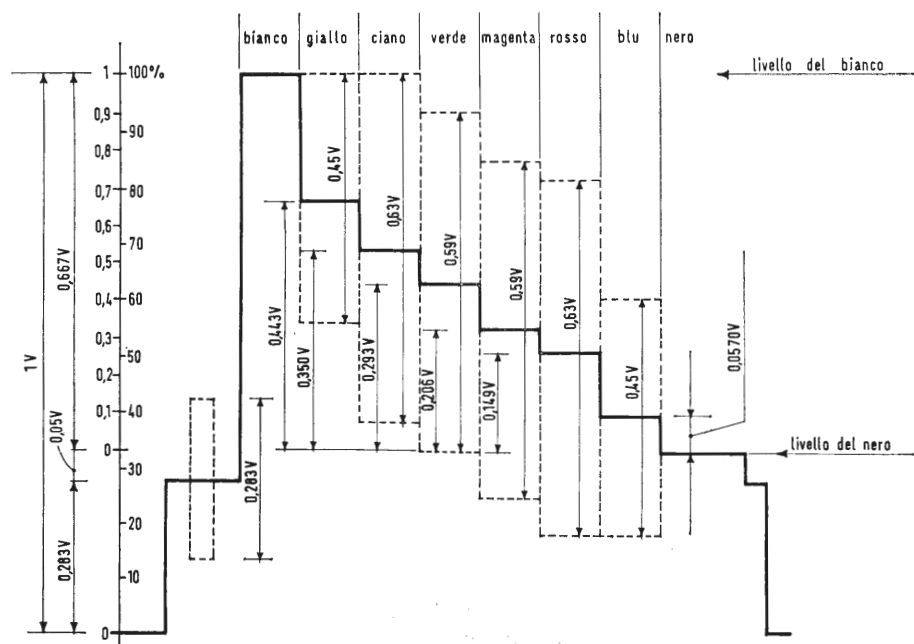



Fig. 6

che, le caratteristiche relative ai tre cannoni, che per semplicità riteniamo eguali tra loro, abbiano una legge del tipo:

$I_K = K V^2_g$

In presenza dei tre segnali primari R, V, B unitari, in ricezione otteniamo:

$R = V = B = K \cdot 1^2 = K$

per segnali ad esempio pari a 1/3 della luminanza precedente si ottengono in ricezione:

$R = V = B = K(1/3)^2 = K\,1/9$

ossia per quanto concerne la luminanza del bianco ottenuto essa è pari a 1/9 anzichè 1/3 come desiderato. La stessa cosa accade alla componente cromatica per cui, sul cinescopio, si ottiene un colore non esatto sia come tinta sia come luminanza. L'indispensabile « correzione di gamma » ossia della non linearità, dovuta principalmente al cinescopio avviene scegliendo come esponente della curva di correzione il valore di 1/2, 2.

Teoricamente, il correttore di gamma deve possedere una caratteristica tale che, combinata con la curva di risposta del cinescopio e quella del tubo di ripresa dia luogo al gamma 1. Quindi in una catena di ripresa, avremo sempre una correzione dei segnali di uscita delle telecamere in modo da ottenere sul cinescopio un'immagine con componenti cromatiche proporzionali a quelle trasmesse.

Trasmettendo quindi $V_R^{1/\gamma}$, $V_V^{1/\gamma}$, $V_B^{1/\gamma}$ ossia i primari corretti in gamma, il rispettivo segnale di luminanza vale:

$$V_y^{1/\gamma} = 0{,}3\ V_R^{1/\gamma} + 0{,}59\ V_V^{1/\gamma} + 0{,}11\ V_B^{1/\gamma} \qquad (1)$$

i segnali d.d.c. : $V_R^{1/\gamma} - V_y^{1/\gamma}$, $V_B^{1/\gamma} - V_y^{1/\gamma}$.

La luminanza effettiva del colore trasmesso, corretta in gamma, risulta invece:

$$V'_y{}^{1/\gamma} = (0{,}3\ V_R + 0{,}59\ V_V + 0{,}11\ V_B)^{1/\gamma} \qquad (2)$$

relazione diversa dalla precedente per cui la (1) non esprime la luminanza corretta in gamma del colore trasmesso. Considerando il primario rosso, il rapporto tra i due valori di luminanza vale:

$$\frac{(0{,}3 \cdot 1^{1/\gamma})^\gamma}{0{,}3 \cdot 1} = \frac{0{,}3^{\gamma-1}}{0{,}3} = 0{,}3^{\gamma-1} = 0{,}23$$

per cui trasmettendo una luminanza data dalla (1) in un ricevitore monocromatico, ad un segnale rosso di saturazione massima fa riscontro una componente di luminanza che è il 23% di quella che gli compete. Nel caso di un ricevitore TVc si ha invece una corretta informazione, sia cromatica che di luminanza.

Ora il rimanente contributo di luminanza deve essere fornito ovviamente dai segnali di crominanza che, essendo però trasmessi a banda stretta non forniscono i dettagli di luminanza che esulano da tale larghezza di banda per cui solo per le grandi aree la luminanza è corretta. Inoltre le componenti cromatiche $V_R^{1/\gamma}$, $V_B^{1/\gamma}$, $V_V^{1/\gamma}$ contribuendo a formare la luminanza del colore V_R, V_V, V_B trasmesso

fanno sì che in special modo con tinte sature, si ottenga una maggiore sensibilità al rumore. In altri termini viene a mancare in larga misura il principio della luminosità costante che, come già sottolineato, consiste nel rendere la luminanza indipendente dalle vicende seguite dal croma.
In sede di trasmissione, si offrono molteplici soluzioni per minimizzare tali inconvenienti; comunque qualsiasi artificio impiegato deve far sì di non dover introdurre nel ricevitore operazioni non lineari per ricavare i segnali V_R, V_Y, V_B corretti in gamma. Senza entrare in merito a tale problema, accenniamo alla possibilità di trasmettere il colore con telecamere equipaggiate con quattro tubi da ripresa. Un tubo I. Orthicon, per trasmettere l'esatto segnale di luminanza corretto in gamma e cioè rispondente alla (2) mentre tre vidicon generano il segnale cromatico. Tale soluzione soddisfa la condizione di compatibilità ma, ovviamente la luminanza per quanto concerne il colore non risulta corretta. Si tratta quindi di un compromesso per cui i ricevitori TVm ricevono un segnale corretto (buona compatibilità) mentre nei TVc la componente di luminanza non è quella legata ai primari $R^{1/\gamma}$, $V^{1/\gamma}$, $B^{1/\gamma}$ come invece si richiede.
Dall'osservazione del completo segnale di fig. 6 vediamo come, nell'intervallo di cancellazione orizzontale, appaia un particolare segnale di cui prima non si è fatta menzione alcuna. L'esame oscillografico con l'asse dei tempi espanso ci consente di esaminare con maggior chiarezza l'intervallo di cancellazione considerato, che si presenterà come in fig. 7. Immediatamente dopo il sincronismo di riga utile per la sincronizzazione dell'immagine trova posto nel fronte posteriore di cancellazione una serie di sinusoidi a frequenza di sottoportante. Tale informazione definita « sincronismo di colore » o « burst » ha il compito di fungere da fase di riferimento per la demodulazione dei segnali $V_{(R-Y)}$ e $V_{(B-Y)}$. Poichè il presente volume si propone l'esclusiva trattazione del sistema di codificazione PAL analizzeremo il sincronismo di colore, come previsto dallo standard di tale sistema.

Fig. 7

6. - SINCRONISMO DI COLORE

Abbiamo in precedenza accennato al fatto che nel segnale televisivo a colori esiste nel fronte posteriore della cancellazione orizzontale l'informazione « sincronismo di colore » avente frequenza di sottoportante e che può quindi fungere da riferimento per la fase dei vari vettori rappresentanti i colori trasmessi.
Poichè la rivelazione di una tensione modulata in ampiezza con portante soppressa non può essere ottenuta con un semplice rivelatore ad inviluppo, risulta indispensabile far precedere un tale tipo di rivelatore, da un circuito che ripristini la portante stessa.
È evidente quindi come in ricezione la sottoportante di colore soppressa nei modulatori bilanciati durante il processo di trasmissione, debba essere rigenerata, onde consentire con il suo reinserimento, la demodulazione dei segnali di crominanza.
Generalmente la rigenerazione della sottoportante viene effettuata mediante un oscillatore a quarzo, di notevole stabilità. La relazione di fase tra le due sottoportanti, quella di trasmissione e quella generata in ricezione, risulta ovviamente casuale e variabile nel tempo per cui si rende necessario far sì che il generatore locale (ossia del ricevitore), segua le vicende della fase della sottoportante di trasmissione. A ciò provvede il « sincronismo di colore » il quale, inserito durante il periodo di cancellazione, non disturba il segnale video, ma consente, opportunamente separato, di « agganciare » l'oscillatore locale, mediante l'ausilio di un normale ponte di fase. Vedremo in seguito come nel caso del sistema PAL non sia richiesta una precisione di fase della sottoportante rigenerata così spinta come ad esempio nell'NTSC poichè la discriminazione dei segnali differenza di colore è affidata ad una linea di ritardo ed inoltre, variazioni di fase di demodulazione, si ripercuotono sotto forma di variazioni di saturazione anzichè di tinta.
Secondo le norme definitive che caratterizzano il sistema PAL, il burst non è come nel caso dell'NTSC, un vettore singolo, bensì nasce dalla somma di due componenti. Una componente giace sull'asse $(B - Y)$ che chiameremo a fase zero, l'altra sull'asse $(R - Y)$ in quadratura con il precedente. Poichè come vedremo tra breve, quest'ultimo asse viene invertito a frequenza di riga di 180°, anche la componente del « sincronismo di colore » pertinente a detto asse subisce le stesse vicende.
Riferendoci alla fig. 8 vediamo come per la riga n il burst OM nasce dalla somma delle componenti OA dell'asse $(B - Y)$ e OB posta sull'asse $(R - Y)$. La riga successiva la componente OB subisce l'inversione OB' per cui il burst risultante è rappresentato dal vettore OM'. Il generatore locale di sottoportante si sincronizzerà sulla media di tali vettori, ossia sull'asse $(B - Y)$. Desideriamo soffermarci brevemente sull'esame del segnale « sincronismo di colore » essendo esso caratteristico di un segnale TVc. La sua forma impulsiva ($\sim$2,255 µs) di una sequenza di sinusoidi a frequenza di 4,43 MHz, a prescindere dalle vicende che esso subisce durante la cancellazione verticale, lo pone paragonabile ad un segnale rettangolare con frequenza di ripetizione eguale alla frequenza di riga modulante al 100% la sottoportante stessa.

Fig. 8

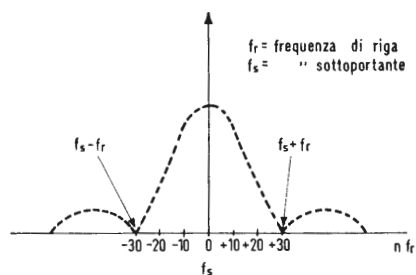
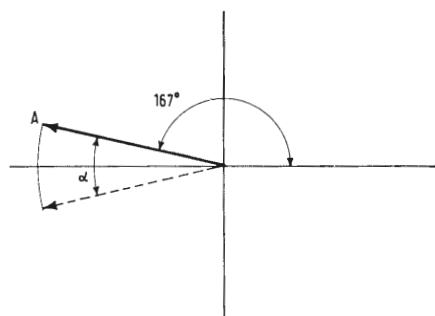
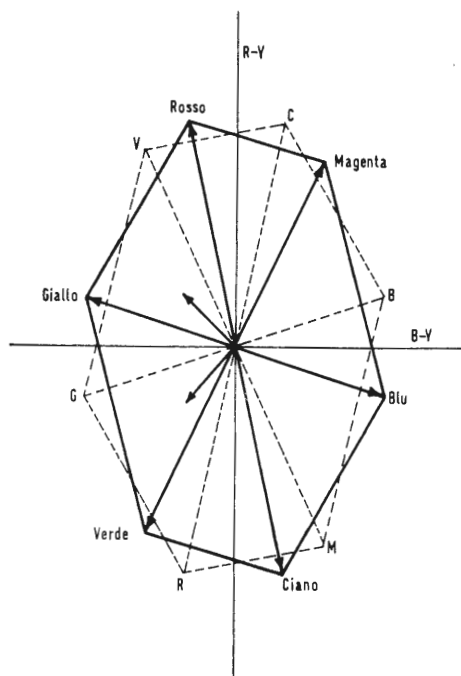



Fig. 9

Essendo il rapporto:

$$\frac{\text{larghezza burst}}{\text{durata riga esploratrice}} = \frac{2{,}25}{64} \simeq 35 \cdot 10^{-3}$$

avremo che il numero di armoniche a *fr* contenute nello spettro di fig. 9 tra il primo zero di inviluppo e la sottoportante risulta pari a $1 \cdot 10^3/35 \simeq 30$.
Ciò significa che la larghezza di banda dei circuiti in cui transita il burst, limitatamente a tali valori dello spettro, non deve essere inferiore a $\pm$ 0,5 MHz.
Trattando la ricezione di segnali TVc vedremo come la larghezza di banda dei circuiti di transito del burst, debba essere debitamente tenuta in considerazione.
Esamineremo tra breve i motivi che hanno indotto a invertire a frequenza di riga l'asse $(R - Y)$ ed in seguito, a stabilire come dall'informazione del burst alternato, sia possibile ricavare l'informazione che consente, in ricezione, di mantenere in passo con la fase di trasmissione la commutazione del suddetto asse di modulazione.
Demandiamo quindi l'utilizzazione del doppio burst agli articoli successivi limitandoci per ora a ribadire il concetto che esso ci consentirà in ricezione oltre alla sincronizzazione della sottoportante, di procedere all'identificazione dell'esatta fase di commutazione dell'asse $V_{(R-Y)}$.
Il segnale video composito nel caso di trasmissione di barre di colore al 75% (fig. 6) è quindi completa di tutte le informazioni necessarie ossia: componente monocromatica di luminanza, componente cromatica, segnale di « sincronismo di colore » e segnali sincronizzanti *H* e *V*. La rappresentazione in diagramma polare ci consente di osservare le relazioni di fase che intercorrono tra i vari vettori.
L'asse di riferimento è la media degli assi contenenti i due burst ossia: $-V_{(B-Y)}$ e ad esso si riferiscono i gradi di spostamento dovuti ai veri vettori, mentre la distanza del punto dal centro degli assi ne rappresenta l'ampiezza. Anche tale argomento verrà più diffusamente trattato parlando del vectorscope, strumento che consente appunto una visione in diagramma polare del segnale video composito.

Fig. 10

7. - ELIMINAZIONE DELL'ERRORE DI FASE

A questo punto dobbiamo esaminare la caratteristica principale che differenzia il sistema PAL, la cui sigla deriva dalla terminologia anglosassone « Phase alternative line ».
Si è detto, studiando il segnale video composito, che la posizione occupata dai vettori rappresentativi dei vari colori, ossia la loro fase, rappresenta la tinta che li caratterizza per cui uno spostamento di fase si ripercuote appunto sotto forma di una variazione di colore.
La fase dei vettori è valutata partendo ovviamente da un riferimento che chiameremo a fase zero e che nel caso specifico è l'asse di modulazione $V_{(B-Y)}/2{,}03$.
Quindi prendendo ancora in esame le barre di colore, ogni tinta o « pacchetto » di sottoportante, avrà la sua fase riferita appunto a quella di tale asse. È quindi logico che l'informazione atta a identificare in ricezione l'asse stesso trovi posto nel diagramma polare su questa precisa direzione. Il «burst» come già rilevato è pertanto una serie di oscillazioni a frequenza di sottoportante, la cui fase è appunto quella dell'asse $V_{(B-Y)}/2{,}03$ e ad esso fanno riferimento tutti i vettori che rappresentano le varie tinte. Tale informazione ha un'ampiezza circa eguale a quella del normale sincronismo di riga e sarà mancante durante l'intervallo comprendente gli impulsi serrati e equalizzatori nella cancellazione verticale. Ma su tale punto ci soffermeremo ancora esaminando in dettaglio come verrà attuata la suddetta condizione.
Assumendo la fase del burst, come riferimento, diremo che ogni volta che un vettore subisce uno spostamento non voluto di fase rispetto ad esso, siamo in presenza di una distorsione. Infatti considerando la fig. 8 se si trasmette il vettore *A* che rappresenta il giallo (167° rispetto all'asse del burst) ed esso subisce ad esempio uno spostamento α, la tinta risulterà variata in un giallo verdastro di lunghezza d'onda diversa dalla precedente per cui non sarà in tal caso rispettata la fedeltà del sistema di trasmissione.

Fig. 11

7.1. - Tipi di distorsione

Analizzando il segnale video composito delle barre di colore notiamo come la luminanza costituisca per ogni barra il valore medio della sottoportante di colore.
Affinchè il sistema di trasmissione risulti fedele, è indispensabile che al variare della luminosità dell'immagine, la sottoportante di colore, non modifichi i valori di fase e di ampiezza che in quell'istante le competono. Un'alterazione della fase della sottoportante in funzione del livello di luminanza, viene definita come distorsione di fase differenziale mentre un'alterazione di ampiezza dà luogo a distorsione di ampiezza differenziale.
La prima distorsione comporta evidentemente una variazione di tinta mentre la seconda una variazione di saturazione. La misura di queste distorsioni avviene generalmente prendendo come fase e ampiezza di riferimento, quella che compete

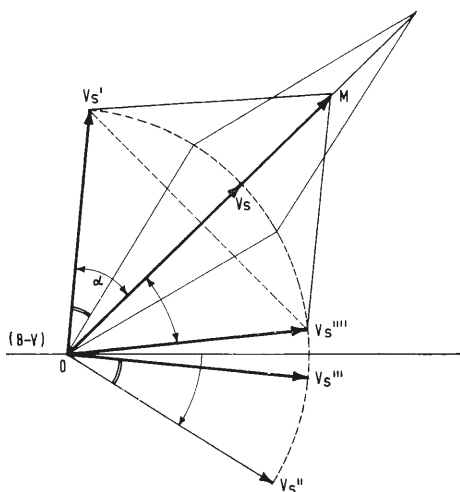



Fig. 12

al burst. In un sistema di trasmissione televisiva, il guadagno differenziale è in valore assoluto, il complemento a 1 del rapporto tra le ampiezze, in uscita dal quadripolo in misura del segnale di sottoportante, supportato da un segnale a bassa frequenza avente due livelli differenti.

$G_d = A_1/A_2 - 1$

Se ad esempio su un segnale a dente di sega oppure a gradino, sovrapponiamo la tensione di sottoportante misurando le ampiezze di quest'ultima ai livelli massimo e minimo, possiamo determinare il G_d. Nel caso in cui le due ampiezze risultino eguali, il G_d è ovviamente zero mentre per un rapporto pari a 2 esso risulterà percentualmente eguale al 100%.

Poichè il G_d non è valutato misurando le ampiezze della sottoportante in due soli punti, bensì di tutti i punti compresi dal livello del nero al massimo livello del bianco, si fa transitare il segnale in uscita dal quadripolo in un filtro passa alto in modo da eliminare la componente a bassa frequenza di supporto. In tal modo osservando oscillograficamente la tensione di sottoportante si ottengono le ampiezze massima e minima lungo l'intera escursione del segnale a bassa frequenza. Eliminando con il filtro la componente di supporto, si può amplificare maggiormente il segnale con maggior precisione nelle misure. Per quanto riguarda la fase differenziale, si rilevano quindi le variazioni di fase (rispetto al burst preso come riferimento) lungo tutto l'intervallo del supporto della frequenza di sottoportante. Tenendo conto che tutta la catena di trasmissione-ricezione può quindi introdurre distorsioni di fase differenziale con conseguenti variazioni di tinta, il sistema PAL attua un dispositivo che permette all'immagine ricevuta di non risentire almeno sottoforma di variazione di colore, delle suddette distorsioni. Allo scopo, l'asse $V_{(R-Y)}$ subisce a frequenza di riga un'*inversione di* 180°, *operazione che consente come vedremo, di minimizzare l'effetto della distorsione di fase, traducendola in modeste variazioni di saturazione*. Come si è in precedenza accennato, essendo questo un punto importantissimo che differenzia il sistema PAL desideriamo soffermarci analizzando, come con un tale sistema di codificazione sia possibile in ricezione ottenere l'assoluta fedeltà delle tinte trasmesse.

Il sistema PAL inoltre, consente la compensazione degli errori introdotti, come visto in precedenza, dal taglio di una banda laterale, nel processo di modulazione bifase. Costituendo questi punti l'essenza del sistema stesso possiamo esaminare come questi vantaggi vengano ottenuti.

Il sistema PAL ideato e realizzato dall'ing. W. Bruck della Telefunken è stato illustrato dall'inventore stesso oltre che da pratiche dimostrazioni, da articoli apparsi sulla rivista « Telefunken, Giugno 1966 », e che ovviamente fanno testo in materia. Pensiamo quindi di ispirarci proprio a tale raccolta onde chiarire il concetto fondamentale della compensazione dell'errore di fase.

Poniamo il caso di poter disporre di due catene di trasmissione a colori di cui la prima secondo il sistema NTSC, ossia senza l'inversione dell'asse ($R - Y$), l'altra identica ad essa ma con la sola variante che consenta alla rosa dei vettori rappresentanti le varie tinte contenute per esempio nelle barre di colore, un ribaltamento speculare rispetto all'asse ($R - Y$).

Questo significa che la modulazione $+ jV$ viene variata in ($- jV$). Finora abbiamo osservato il completo segnale di colore pertinente alla sequenza di barre standard, esclusivamente all'oscillografo; vediamo ora come il medesimo segnale si presenti in una rappresentazione grafica su assi polari.

Il segnale di fig. 6 si presenterà ora come una « rosa » di vettori aventi l'origine in un punto comune come da fig. 9. Da essa rileviamo come le varie tinte assumono posizione diversa (relazione di fase) rispetto all'asse ($B - Y$) preso come riferimento.

L'ampiezza di ogni vettore rappresenterà la saturazione mentre, la « posizione » rispetto all'asse orizzontale, ne identifica la tinta. Un ribaltamento speculare rispetto all'asse ($B - Y$) significa ottenere una seconda rosa di vettori che sempre in fig. 9 è rappresentata a linea tratteggiata.

Riprendendo lo studio del PAL, supponiamo ora di voler trasmettere una determinata tinta, per esempio il magenta saturo, avente un certo angolo α° rispetto all'asse orizzontale ($B - Y$). In presenza di un errore di fase introdotto lungo la catena di trasmissione, errore che poniamo a titolo di esempio + 30°, il ricevitore darà luogo ad un segnale (ricevuto sulla catena di trasmissione NTSC) ad una tinta molto prossima al rosso, anzichè magenta come desiderato.

Prendendo in considerazione la II catena di trasmissione, la distorsione di fase avviene in modo complementare (inversione di 180° all'asse $R - Y$) alla precedente ossia l'angolo di errore ($+ \varphi$) si è trasformato in ($- \varphi$). Il magenta subisce in tal caso una variazione verso il blu, anzichè verso il rosso. Proseguendo con le nostre ipotesi, osservando contemporaneamente le due immagini così ottenute, su due distinti schermi, attraverso un ipotetico « occhiale stereoscopico », l'occhio effettuerà la loro sovrapposizione e come risultato si ottiene una singola immagine la cui tinta è ancora il magenta originale.

L'occhio cioè fa la media di entrambi gli errori di tinta. Il colore così « mediato » è esatto come lunghezze d'onda ma il contenuto di bianco risulta lievemente maggiore, il che significa una minore saturazione dipendente appunto dall'errore

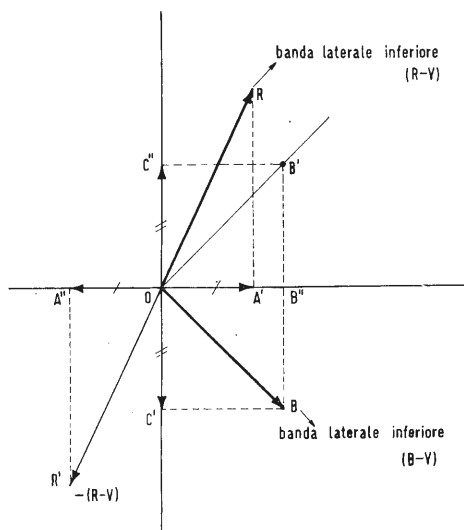
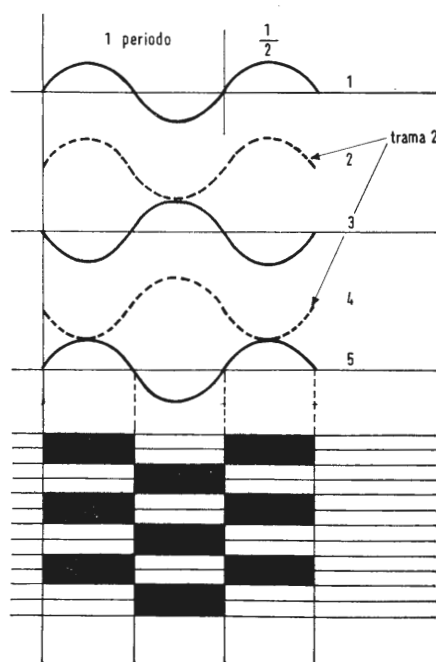



Fig. 13

di fase (fig. 10). Osservando la figura in oggetto notiamo infatti come per la riga n il segnale V_S abbia subito una alterazione che ha dato luogo al vettore V'_S. In trasmissione ribaltando specularmente rispetto a $(B - Y)$, l'asse $(R - Y)$ si ottiene il vettore V''_S con il relativo errore rappresentato da V'''_S. Ora al ribaltamento di $+(R - Y)$ in $-(R - Y)$ effettuato in trasmissione, fa riscontro l'analoga operazione in ricezione per cui V'_S si riporta in V_S e V'''_S in V''''_S. La somma vettoriale di quest'ultimo con il primitivo errore V'_S dà luogo ad un vettore OM in fase con V_S per cui non vi è stata quindi variazione di tinta, mentre l'ampiezza a causa dell'errore risulta diminuita. La fig. 10 mostra come in presenza di un grande errore di fase ($\sim 40°$) l'ampiezza del segnale non sia pari a $2V_S$ ma assai inferiore.

Ovviamente l'errore di fase è stato scelto così rilevante per rendere più evidente il processo di desaturazione subito dal vettore risultante. Comunque anche in presenza di errore così elevato si può notare come non vi sia stata alcuna variazione di tinta. Sappiamo inoltre che l'occhio integra i due elementi d'immagine colorata molto vicini tra loro e che la definizione di una immagine a colori dipende soprattutto dall'informazione di luminanza per cui possiamo dedurre che l'informazione di colore di due linee successive nel tempo può integrarsi sicuramente senza notevole perdita della definizione stessa. Unica condizione è che venga interamente mantenuta l'informazione di ogni linea. Nel sistema PAL si procede quindi sotto tale aspetto a trasmettere l'informazione cromatica per una linea come nel sistema NTSC e per la linea successiva ribaltando rispetto l'asse $(B - Y)$ la « rosa dei colori ». Ciò equivale a dire che per una riga si trasmette $+(R - Y)$ e per la successiva $-(R - Y)$. Se l'errore di fase introdotto non supera certi limiti l'occhio medierà le due informazioni ottenendo una fedeltà di tinta. La compensazione mediante integrazione dell'errore di fase in ricezione può essere fatta dall'occhio come accennato o mediante l'impiego di una linea di ritardo. A seconda di come si ottiene tale compensazione, si ha il PAL semplice o il PAL_{DL}. Nel caso in cui l'integratore sia l'occhio, si ottengono risultati meno validi che con l'impiego della linea di ritardo essendo appunto l'occhio peggiore, sotto tale aspetto, della linea di ritardo stessa.

Inoltre le variazioni di luminanza tra due righe successive non sono efficacemente integrate dall'occhio, per cui si ottiene sull'immagine un fastidioso effetto di disturbo denominato « effetto persiana » e sul quale torneremo più diffusamente in seguito. Inoltre adottando la linea di ritardo, questa ci consente di separare dal segnale video composito le due informazioni $V_{(R-Y)}$ e $V_{(B-Y)}$.

Nel caso del PAL semplice la parte decodificatrice del ricevitore sarà provvista oltre che dagli stadi che sono comuni al sistema NTSC, anche da un commutatore elettronico che, a frequenza di linea, invertirà l'asse $(R - Y)$, mentre in PAL_{DL}, oltre al commutatore, si avrà l'impiego della linea di ritardo per la separazione dei segnali d.d.c. Prima di esaminare a fondo il funzionamento di tali circuiti desideriamo ancora chiarire il secondo punto fondamentale del PAL, ossia la sua insensibilità al taglio di banda. Riprendendo in esame la fig. 11 vediamo come la soppressione di una banda laterale nel processo di modulazione bifase dia luogo alle componenti di disturbo OA' e OC'. Anche tali componenti vengono comunque invertite a frequenza di riga di 180° come è illustrato in fig. 11. La componente OC' risulta per la riga n in opposizione a OC'' della riga $n + 1$ mentre analogamente OA' è opposto a OA'' con relativo annullamento. Infatti il vettore OB dà luogo alle componenti in quadratura OC' e OB''; invertendo l'asse $(R - Y)$ la componente OC' viene sostituita da OC'' mentre OB'' rimane inalterata. Il vettore risultante sarà B' e in tal caso essendo C' e C'' opposti di fase, essi si eliminano. Per quanto riguarda OR esso subisce 180° di inversione (R') per cui la sua componente OA'' di disturbo sull'asse $(B - Y)$ elimina OA'. Questi sono i motivi che hanno indotto a scegliere per il PAL gli assi di modulazione $(R - Y)$ e $(B - Y)$ equibanda, con una larghezza pertinente a ciascun canale, pari a quella del segnale I (banda larga) nel sistema NTSC.

Fig. 14

8. - SCELTA DEL VALORE DI FREQUENZA DELLA SOTTOPORTANTE

Desideriamo ora esaminare le ragioni che determinano la scelta dell'esatto valore di frequenza della sottoportante di colore. Nei sistemi di TVc compatibili il segnale di luminanza viene miscelato, come visto, all'informazione cromatica modulata dai segnali d.d.c. È intuitivo come, cadendo la sottoportante di colore che costituisce appunto tale informazione, nella banda di frequenze video, come risulta visibile sullo schermo di un ricevitore TVm. La stessa cosa avviene in un ricevitore TVc anche se in tal caso i circuiti dove transita il segnale di luminanza sono provvisti di filtri atti ad attenuare la sottoportante stessa.

La riduzione di questa interferenza avviene stabilendo un conveniente rapporto tra la frequenza di sottoportante fs e la frequenza di scansione orizzontale fr, che come rilevato, determina gli addensamenti energetici nello spettro del segnale video. Risulta altresì intuitivo che, dovendo l'energia contenuta nel segnale di crominanza, trovare posto negli spazi che separano i pacchetti di energia del se-

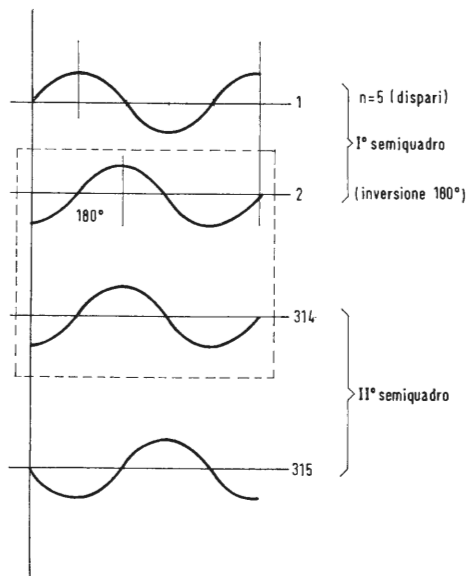



Fig. 15

gnale di luminanza, debba esistere una relazione di fase che lega le grandezze interessate. Nella tecnica TVc è invalso l'uso di impiegare il termine « offset » per indicare appunto lo scostamento reciproco tra le due frequenze a cui abbiamo accennato ossia la *fs* e la *fr*; per comodità adotteremo anche in questa sede tale terminologia. A seconda del valore della frequenza di sottoportante, si ottiene lungo una riga di scansione, un certo numero di sinusoidi che daranno luogo sull'immagine ad una punteggiatura di disturbo. Ponendo il caso di adottare l'offset NTSC al sistema PAL, avremo che l'effetto a cui accennato risulterebbe assai visibile. Il sistema americano prevede infatti l'offset di mezza riga per cui la *fs* risulta legata alla *fr* dalla relazione:

$f_{sott.} = fr/2\,(2n - 1)$

Nel caso dello standard europeo un adatto valore di $2n$ risulta 568 al quale corrispondono 283,5 cicli della sottoportante. Di conseguenza la $f_{sott.}$ risulta pari a 4.429.687,5 Hz. Quindi in ogni riga di scansione non è contenuto un numero intero di cicli di sottoportante per cui riferendoci alla fig. 12 constatiamo come vi sia un'inversione di fase del disturbo pertinente a due righe consecutive di esplorazione, appartenenti cioè al medesimo semiquadro. Al termine di un semiquadro comprendente 312 righe, la sottoportante di colore ha compiuto (312 × × 283,5) = 88452 periodi per cui il secondo semiquadro inizierà in fase con il primo. Ad esplorazione completa del quadro i cicli di sottoportante risultano: 625·283,5 = 177.187,5 per cui la fase della terza trama sarà spostata di mezzo ciclo; terza e quarta trama come già avvenuto per la prima e seconda, non vi sono mutamenti nella relazione di fase.

In definitiva la figura di disturbo o « perlinatura » subisce una compensazione tra una riga e la successiva poichè a spazi bianchi, seguano in senso verticale zone nere che, durante un intero ciclo di quattro trame, l'occhio integra. La compensazione non è certo completa per vari fattori, comunque, viene ritenuta soddisfacente anche in presenza di modulazione da parte dei segnali cromatici.

Nel PAL ciò non può verificarsi perchè come sappiamo l'asse $(R - Y)$ viene invertito riga per riga per cui, ai colori contenenti una componente lungo questo asse, l'effetto compensativo viene annullato dell'inversione stessa che elide appunto lo sfasamento di 180° introdotto con l'offset di mezza riga e esaminato precedentemente. A differenza di quanto avviene nel sistema NTSC quindi, la frequenza di sottoportante risulta diversa e precisamente pari ad un multiplo dispari di 1/4 della frequenza di riga. La precisa relazione che lega i vari parametri è:

$$f_{sott.} = \frac{F_r}{4}(2n + 1) + \frac{f_V}{2} \qquad (3)$$

per $n = 567$ si ha:

$$fs = \frac{15625}{4}(1135) + \frac{50}{2} = 4.433.618,75.$$

Consideriamo la fig. 13 e da essa notiamo come con un multiplo dispari di $f_R/4$ esista un offset fra righe successive appartenenti allo stesso semiquadro. Infatti al termine della riga 1 ho un massimo di tensione positiva che all'inizio della riga 2 del medesimo semiquadro, per effetto dell'inversione di 180°, risulta un massimo negativo.

Lo stesso risultato si ottiene per le altre righe; onde evitare che due righe successive appartenenti a semiquadri diversi risultino di eguale fase (riga 314 e riga 2; riga 315 e riga 3 ecc.) si è aumentata la frequenza di sottoportante del termine $f_V/2$ ossia di 25 H. Ciò equivale a sfasare ad ogni semiquadro di circa 180° le forme d'onda pertinenti appunto a 2 righe successive, per cui si ottiene in tal modo, l'offset corretto di linea come dimostra la fig. 14 che riporta la riga 1, la 314 e la riga 2 dopo che esse hanno subito il suddetto sfasamento. Con questo artificio inoltre si ottiene ogni otto semiquadri, che una determinata riga di esplorazione venga percorsa con opposta relazione di fase.

Un'altra ragione che giustifica la scelta della relazione (3) che lega la *fs* alla *fr* è che la sottoportante di colore, può dare origine alla generazione nel canale video di un segnale di battimento con la portante suono, battimento la cui frequenza è tanto minore quanto maggiore è la frequenza della sottoportante stessa. Da rilievi sperimentali, si è potuto constatare che tale disturbo è avvertito in modo meno sensibile se la frequenza di battimento è anch'essa in condizioni di offset corretto. Tale constatazione va però intesa con minore rigidità che non la precedente; infatti la portante suono è modulata in frequenza, per cui il battimento a cui accennato è continuamente variabile. La ragione fondamentale della scelta del corretto offset tra sottoportante di colore e frequenza di riga, rimane quella di ottenere una soddisfacente compatibilità, impiegando la stessa banda di frequenza per trasmettere sia l'informazione pertinente al bianco e nero sia quella cromatica. L'attuazione pratica della condizione imposta dalla (3) che rende cioè vincolate tra loro la frequenza di sottoportante e quella di scansione orizzontale avviene in trasmissione, nell'apparato che genera appunto la sottoportante di colore.

(*continua*)

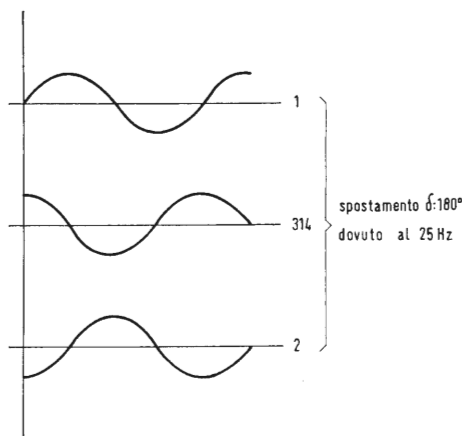



Fig. 16

L'Assemblea generale dell'ANIE

Alla Assemblea Generale dell'Associazione Nazionale Industrie Elettrotecniche ed Elettroniche che si è svolta a Milano, venerdì 27 giugno, il Presidente Ing. Luigi Baggiani ha posto in rilievo i due temi di fondamentale e generale importanza per il progresso del settore, come del resto di buona parte dell'industria italiana e cioè: la necessità di provvedimenti diretti ad aumentare gli investimenti ed a sostenere le esportazioni, che sono state in questi anni la componente più attiva della produzione mentre invece il mercato interno è rimasto pressochè sui livelli del 1963.

Una coraggiosa politica economica ha chiesto l'Ing. Baggiani a conclusione del suo discorso diretta a risolvere i problemi del settore la cui importanza in campo economico e sociale risulta: dai 1.200 miliardi di produzione fatturata nel 1968, di cui il 42,4% pari a 512 miliardi rivolta alla esportazione, da circa 150.000 dipendenti e da un saldo attivo della Bilancia Commerciale pari a 223 miliardi.

Riguardo al problema degli investimenti l'Ing. Baggiani ha rilevato, come risulta dalla relazione Generale dello Stato, che essi sono rimasti nel 1968 per il complesso della economia nazionale sullo stesso livello del 1963: infatti l'incremento registrato nel 1967 — dopo la flessione degli anni 1964-1965 — nella misura dell'11,5%, si è nuovamente contratto nel 1968 al 3,1%. Soltanto il 7% del reddito nazionale si è rivolto agli investimenti direttamente produttivi; è evidente che trattasi di una quota troppo bassa per realizzare negli anni futuri quel ritmo di espansione della economia che è necessario per mantenere all'industria nazionale la possibilità di competere con le industrie straniere, sia sul mercato nazionale, sia su quelli esteri.

La politica economica specialmente dei paesi del Mercato Comune Europeo è stata caratterizzata in questi ultimi anni da una pronunciata spinta alla espansione degli investimenti; la Francia in particolare, con la legge del 9 ottobre 1968, ha attuato una politica di agevolazioni fiscali dirette ad incentivare gli stessi.

Anche l'Italia deve procedere su una strada analoga se si vuole evitare di inaridire per il futuro le principali fonti del reddito nazionale e ciò, è tanto più indispensabile a seguito del recentissimo provvedimento di aumentare con certe discriminazioni il tasso ufficiale di sconto dal 3,5% al 5% in relazione a quanto già effettuato dalle principali Banche di emissione dei maggiori paesi occidentali.

Questo provvedimento se da una parte rallenterà il deflusso di capitali all'estero rischia dall'altra parte di costituire un freno per il nostro sistema economico rendendo più costoso l'impiego dei capitali all'interno e provocando certamente una lievitazione dei costi di produzione e ciò proprio mentre altri costi tendono già ad un netto incremento.

La necessità di una politica di sostegno delle esportazioni — già altre volte segnalata — è divenuta particolarmente urgente: fin dal 1967 il Governo italiano aveva preso l'impegno nei confronti del MEC di adottare a partire dal 1° gennaio 1970, come tutti gli altri paesi della Comunità, l'imposta sul valore aggiunto (IVA) in sostituzione dell'imposta generale sull'entrata (IGE). Tale impegno non è stato però rispettato e l'applicazione dell'IVA è stata rinviata al 1972, ponendo l'Italia in posizione assai delicata nei confronti degli altri paesi del MEC. La Commissione della Comunità intende rimettere in discussione tutto il sistema del rimborso medio forfettario italiano chiedendo una drastica riduzione per adeguarsi ai minimi di imposizione e minacciando, in caso contrario, di autorizzare gli altri Stati della Comunità ad imporre dal 1° gennaio 1970 una imposta di conguaglio pari al rimborso ritenuto illecito che viene concesso dall'Italia.

Gli imprenditori italiani si trovano così sottoposti ad una disparità di trattamento rispetto ai produttori esteri, in quanto questi sono autorizzati a trattenere tutte le imposizioni fiscali pagate, mentre l'imprenditore italiano avrà diritto al rimborso di una aliquota minima. Ciò presenta un aggravio del 6% circa sulle nostre esportazioni ed una minore imposizione della stessa misura alle importazioni nel nostro Paese.

In questa situazione l'industria italiana viene a trovarsi in una morsa, un braccio della quale è rappresentato dalla imprevidenza con cui il nostro Governo accetta impegni internazionali e la grande lentezza con cui li soddisfa, l'altro braccio è rappresentato dalla rigidità con cui la Commissione intende far rispettare nel tempo un impegno comunitario destinato a sanare una distorsione anche a costo di provocarne un'altra.

Si deve auspicare che, sia il Governo italiano, sia la Commissione si rendano conto delle gravi difficoltà dell'imprenditore italiano e cerchino di modificare le loro posizioni: l'uno riducendo tutti i tempi necessari per l'adozione dell'IVA — anche sganciandola dal resto della riforma tributaria — l'altra rinunciando alla sua rigidità nel tempo di applicazione considerando le inevitabili lentezze di un regime democratico.

Nel prendere in esame analiticamente gli otto settori nei quali si suddividono le produzioni elettrotecniche ed elettroniche, l'Ing. Baggiani ha rilevato che

tre di essi attraversano ancora notevoli difficoltà: quello *dei macchinari ed apparecchiature pre trazione ferroviaria,* che è in crisi profonda come negli anni scorsi; quello *degli equipaggiamenti industriali,* che risente della scarsità di investimenti in impianti produttivi verificatasi nel 1968 in ogni settore; quello della *Radio e Televisione civile,* a causa di una stasi del mercato provocata dalla mancata conferma del sistema di televisione a colori e dal rinvio delle relative trasmissioni.

Invariata rispetto al 1967 la produzione *di macchinari per produzione e trasporto di energia,* rimasta per altro a livelli inferiori rispetto al 1963. Soddisfacente l'andamento *della telefonia e radio professionale,* delle *apparecchiature elettriche per veicoli stradali* e degli *elettrodomestici*: per questi ultimi il sostegno dell'esportazione è problema di capitale importanza dato che essa assorbe quasi 2/3 della produzione (il 65,6%) e la cui domanda interna risulta da qualche anno praticamente statica.

L'Assemblea, nell'approvare la relazione del Presidente, ha deliberato di presentare agli Organi ministeriali interessati la seguente mozione:

«L'Assemblea dell'ANIE, preso atto dell'importanza che la esportazione ha» «rivestito e rivestirà per l'attività e lo sviluppo dell'industria elettrotecnica» «ed elettronica, e preso atto della presa di posizione della Comunità Econo-» «mica Europea sui rimborsi fiscali italiani a seguito del ritardo comunicato» «dal Governo italiano per la sostituzione dell'IGE con la IVA, rivolge viva» «istanza al Governo italiano affinchè faccia ogni sforzo per una rapida appli-» «cazione dell'IVA ed in ogni modo eviti che l'industria italiana subisca un» «ingiusto trattamento nei confronti delle industrie comunitarie.»

L'Assemblea ha poi provveduto al rinnovo delle cariche sociali per il biennio 1969/70, che risultano così composte: Gr. Uff. Dott. Ing. Luigi BAGGIANI Presidente; Dott. Ing. Renato de LEONARDIS, Dott. Mario LATIS, Cav. Lav. Dott. Ing. Alberto Fermo MARELLI, Vice Presidenti.

Fra i Consiglieri, al posto dell'Ing. Lino ZANUSSI, tragicamente scomparso, è stato nominato il Rag. Lamberto MAZZA, Amministratore Delegato delle INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A.

Nuovo stabilimento Hitachi

Fig. 1 - Visione panoramica del nuovo stabilimento di televisori recentemente ultimato a Minokamo, Prefettura di Gifu, dalla Soc. HITACHI LTD.

La HITACHI LTD. ha ultimato un nuovo stabilimento per la fabbricazione di ricevitori di TV nella città di Minokamo nella Prefettura di Gifu. La produzione è iniziata il 23 giugno '69.

Il nuovo stabilimento produrrà inizialmente 20.000 televisori bianco-nero al mese, e salirà a 60.000 in novembre.

Il nuovo impianto occupa 132.000 m² e impiega 1400 lavoratori. La HITACHI pianifica di trasferire gradualmente la produzione di televisori bianco-nero dalle sue fabbriche di Yokohama a quella di Gifu. La Casa produce attualmente 70.000 ricevitori di TV-BN e 50.000 ricevitori di TVC al mese. *(a n)*

La memoria: elemento fondamentale nei sistemi di automazione ed elaborazione dati*

Quando si parla di elaborazione dati in senso stretto si intende normalmente riferirsi al campo dei calcolatori *nei quali, per la massima parte dei casi, gli ingressi sono costituiti da una serie di informazioni introdotte dall'operatore e le uscite sono ancora dei dati, risultato di una elaborazione di quelli introdotti di tipo aritmetico o logico o di catalogazione.*

È ben noto che in un calcolatore sono usati diversi tipi di memorie, cioè di magazzini di informazioni che differiscono per lo scopo e le caratteristiche.

Il cuore della macchina è costituito dalla *memoria principale* che fa parte dell'unità e che è in genere una memoria veloce con accesso casuale normalmente del tipo a nuclei di ferrite o a film magnetico in certe realizzazioni recenti; *la capacità* in termini di parole va normalmente da ~2.000 a ~130.000 a seconda delle dimensioni del calcolatore con un numero di bit/parola che va da 8 fino a 64 a seconda del tipo di calcolatore e della sua specializzazione.

Nella memoria principale sono immagazzinati i dati e i programmi di uso immediato e che sono trattati alla massima velocità operativa.

Esistono poi delle *memorie esterne* di grande capacità ma lente, come unità a nastro, anagrafi a dischi, nastri perforati o schede perforate: in esse si può avere solo l'accesso sequenziale.

Il caso delle *memorie di massa* è particolare in quanto si tratta di memorie a grande capacità, dell'ordine di alcuni milioni di bit ma ad accesso casuale e con tempi di ciclo dell'ordine di quelli della memoria principale del calcolatore. Sono usate essenzialmente nei sistemi con time sharing e multiprogrammazione in cui è necessario l'accesso rapido a programmi e dati completamente indipendenti. Anche il campo cosiddetto dell'*automazione* è comunque in un contesto più ampio riconducibile a quello della elaborazione dati. In questo caso però i dati di ingresso sono da un lato i risultati di misure eseguite su un impianto, dall'altro sono i comandi impostati dall'operatore.

L'uscita deve operare direttamente sull'impianto ed è il risultato di una elaborazione, di carattere più o meno complessa a seconda dei casi, conseguente al confronto fra quanto si era impostato e le misure ottenute. Normalmente in parallelo a questo è richiesta una registrazione a intervalli delle operazioni eseguite e dei risultati ottenuti; ciò viene fatto in genere con una stampante o un perforatore di nastro. È chiaro che anche in questo caso ci sono delle esigenze di memorizzazione sia allo scopo di elaborare i dati, sia allo scopo di sincronizzare flussi di informazioni aventi velocità diverse come ad esempio quelli che provengono dalle misure e quelli richiesti dalla stampante. Quello che comunque si può dire è che mentre nei calcolatori si è fin dall'inizio sfruttato le tecniche elettroniche più avanzate, nel campo dell'automazione si è avuto e si sta avendo un passaggio graduale della meccanica, alla elettromeccanica alla elettronica. Certi sistemi di memorizzazione o meccanici o a relé o anche a flip-flop possono, e lo vedremo più in dettaglio, essere sostituiti da memorie statiche o a nuclei o a riciclo con vantaggi di costo, di manutenzione, di facilità di programmazione. In generale le capacità di memoria richieste in tali applicazioni sono ancora modeste e forse per questo solo adesso il problema diviene più sentito, con l'aumento continuo delle dimensioni e delle prestazioni degli apparati.

È nostro scopo rivedere in questa sede i vari dispositivi di memoria oggi esistenti cercando di dare una idea del loro modo di operazione, cercando di vederne i campi di applicazione più appropriati e le fasce di capacità in cui le varie soluzioni sono eco-

* Memoria presentata dall'Ing. Sacchi del reparto Microelettronica nell'ambito delle Conferenze Tecniche del X Convegno Mostra Internazionale dell'Automazione e Strumentazione.

Memorie	Ad accesso casuale	Sequenziali
Elettromeccaniche	a relé	—
Elettroniche	a flip-flop integrate { Bipol. / Mos } { con selezione / degli indir. }	a flip-flop integrate { Bipol. / Mos } { Shift / registers }
A linea di ritardo	—	a filo (magnetostrittive) a vetro (piezoelettriche)
Magnetiche	a nuclei a film	—

nomiche. È qui utile fare un quadro dei tipi di memorie oggi esistenti, nel senso cioè che siano industrialmente producibili e usate nelle varie applicazioni.

Non è facile fare un confronto di prezzi fra i vari tipi di memorie perché in realtà oltre alla capacità altri tipi di parametri entrano in gioco come il tipo di operazione, la velocità, la volatilità delle informazioni. Per il momento e in questa sede mi interessa esaminare le soluzioni possibili in funzione della capacità sulla base delle ipotesi che la velocità non sia il parametro che interessa; infatti se ci sono esigenze di questo tipo ciò può condizionare la scelta di certe soluzioni in dipendenza delle prestazioni volute.

Ragionando quindi sulla base della ricerca della soluzione più economica possiamo basarci sulla seguente tabella:

ne qualora si sfruttino in pieno le sue capacità logiche oltre a quelle di memorizzazione pure e semplici. Ritorneremo in seguito sull'argomento volendo prima dare alcuni cenni sul modo di funzionare e sull'interfaccia verso il mondo esterno dei vari tipi di memorie citate fino a questo momento. In sostanza esse si possono ridurre a due tipi

Memorie ad accesso sequenziale:
- Linee di ritardo } vetro
- Shift registers } filo

Memorie ad accesso casuale:
- Memorie a nuclei
- Memorie a film
- Memorie a semiconduttori (RAM)

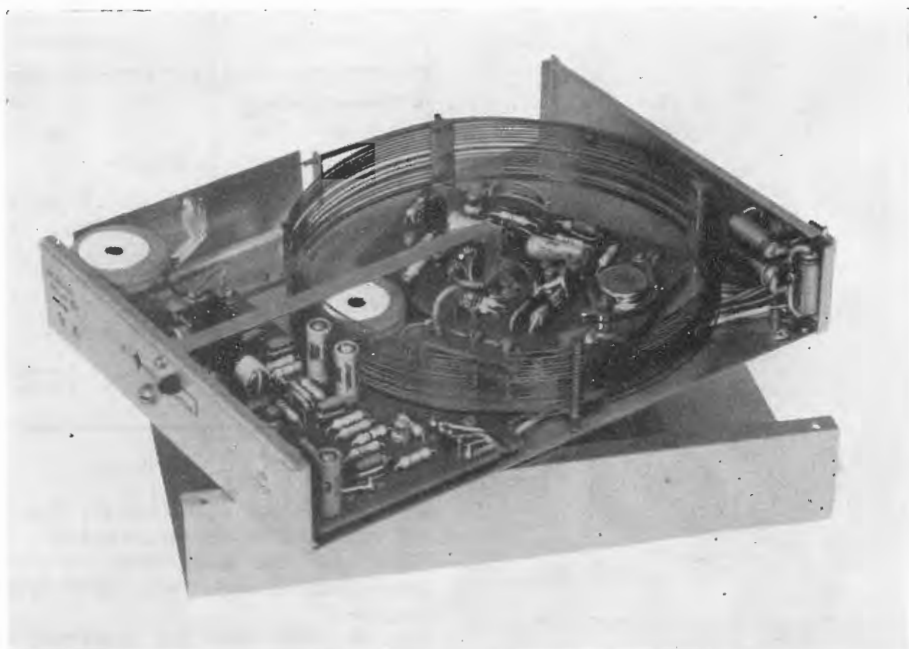
MEMORIE AD ACCESSO SEQUENZIALE

Si tratta di linee di ritardo a ritardo fisso come le *linee magnetostruttive*

bit totali	Soluzione ritenzione non necess.	Ritenzione necessaria	Costo/bit
1	FF	relé polarizzato	~ 1000 Lit
256	Mos shift		~ 100 Lit (previsione 40)
	Linea di ritardo in vetro		70÷150 Lit
1.024	Linea di ritardo a filo	Fi-1	100÷400 Lit
8.192 (1024 parole 8 bits)	Fi-2		50÷70 Lit
32.768 (4096 parole 8 bits)	Fi-3		~ 70 Lit
73.728 (4096 parole 18 bits)	Fi-3		45÷50 Lit
5.000.000	(fast) G type		~ 10 Lit

Già sulla base di questi prezzi indicativi si può avere una idea di come l'uso di una memoria comporti adesso una sostanziale riduzione rispetto a soluzioni a flip-flop o tanto meno elettromeccaniche.

A ciò è da aggiungere inoltre il vantaggio che l'uso di una memoria in particolare del tipo ad accesso casuale (a nuclei), può comportare in un sistema di automazione o strumentazio-

dove un impulso in un avvolgimento provoca una onda torsionale che si propaga lungo un filo di lunghezza variabile. Tale filo è normalmente avvolto su se stesso in modo da rendere il sistema più compatto e alla fine un ulteriore trasduttore trasforma l'onda ultrasonica in arrivo di un segnale elettrico che viene amplificato e rigenerato. (Es. Linea Philips YL 2108/2161).

Linea di ritardo magnetostrittiva a filo tipo YL 2108.

Il ritardo di tali linee è dell'ordine dei millisecondi con un massimo attualmente sui 10 millisecondi.

Le linee di ritardo *piezoelettriche* sfruttano invece o un materiale vetroso o un quarzo in cui un trasduttore piezoelettrico genera un'onda meccanica che si propaga e viene raccolta da un altro trasduttore simile, eventualmente dopo alcune riflessioni della vibrazione stessa su una o più facce del blocco di vetro o di quarzo.

Incidentalmente vorrei ricordare che già esiste un elemento del genere per applicazioni diverse e che già può sfruttare il basso costo relativo ad una larga produzione. Si tratta delle linee di ritardo a vetro per la televisione a colori aventi un ritardo di 64 μsec. In tali linee che possono essere operate a 4 MHz si riescono ad immagazzinare senza difficoltà 256 bits che ad es. sono la tipica capacità di memoria di un piccolo calcolatore da tavolo. (Linea Philips tipo GDM 11).

In ambedue i casi sopracitati si tratta di dispositivi aventi un ritardo ben definito e in cui le informazioni devono essere inserite ad una frequenza avente un rapporto ben definito con quella di riciclo.

Un tipo di memorie simili anche se in un certo senso di maggiore flessibilità sono gli *shift registers* integrati (la loro convenienza economica può evidentemente derivare solo dalle moderne tecniche di integrazione che consentono di realizzare in un'unica piastrina di silicio tutti i flip-flop necessari).

Infatti in essi la frequenza di funzionamento non è fissata in modo univoco, ma dipende da quanto imponiamo noi esternamente come clock.

Esistono comunque nel campo degli shift register con tecnologia MOS due tipi di tali dispositivi. Il primo è il cosiddetto *shift register dinamico* di cui l'elemento che immagazzina l'informazione non è altro che una capacità dell'ordine di pochi pF mentre i transistori MOS non hanno altro effetto se non quello di trasferire l'informazione da una capacità ad un'altra con una sequenza determinata dal clock. È chiaro che in questo caso la frequenza di operazione non può scendere al di sotto di quella necessaria ad evitare la scarica del condensatore attraverso le correnti parassite; si tratta di frequenze minime dell'ordine di qualche kHz (50 kHz per gli shift register Philips tipo FDJ 111 a 25 bit). La frequenza massima è inoltre dell'ordine di qualche MHz (5MHz sono già una realtà e 10 MHz sono vicini ad essere ottenuti in produzione).

Gli *shift register statici* invece sono del tutto simili dal punto di vista circuitale a quelli ottenibili interconnettendo flip-flop singoli. In particolare nei tipi Philips FEJ 111 a 21 bit e FEJ 121 a 64 bit le singole celle sono flip-flop MOS master slave.

Il vantaggio è ovviamente la possibilità di variare le condizioni operative fino anche a frequenza zero; le prestazioni sono però inferiori per quanto riguarda il limite superiore di velocità ottenibile; siamo nell'ordine dei 500 kHz con possibilità di raggiungere il MHz. Abbiamo visto i vari possibili tipi di dispositivi che si prestano alla

Linea di ritardo piezoelettrica a vetro tipo GDM 11.

realizzazione di memorie a riciclo; l'informazione viene mantenuta semplicemente collegando l'ingresso all'uscita; vediamo come adesso in pratica si risolve con tali elementi il problema tipico di memorizzazione, cioè la necessità di scrivere o leggere ad un dato momento una parola costituita da un certo numero di bit in un certo indirizzo di memoria.

In una memoria del tipo a riciclo l'informazione di indirizzo deve essere necessariamente collegata con un tempo che è quello relativo al momento in cui ho inviato nell'ingresso della linea (o dello shift) i bit della parola da scrivere. Tale tempo viene ricordato in un contatore che conta gli impulsi di clock. L'indirizzo è quindi rappresentato da una certa configurazione del contatore pilotato dal clock. Tutte le volte che si ripresenta quella configurazione posso disporre in uscita dei dati inseriti in uno dei ricicli precedenti.

Un esempio particolare servirà a chiarire meglio il funzionamento del sistema così fatto.

Sfruttando ad esempio il modulo di 256 bit a vetro visto sopra ed avendo la necessità di immagazzinare parole di 4 bit si ha una capacità di 64 parole. La logica necessaria per comandare il modulo è qui riportata:

Occorrono esternamente

8 funzioni NAND
4 FF (Registro ingresso)
4 FF (Registro uscita)
6 FF (Registro indirizzo)
2 FF (Contatore bit)
6 FF (Contatore parole)
3 FF logica
1 Comparatore

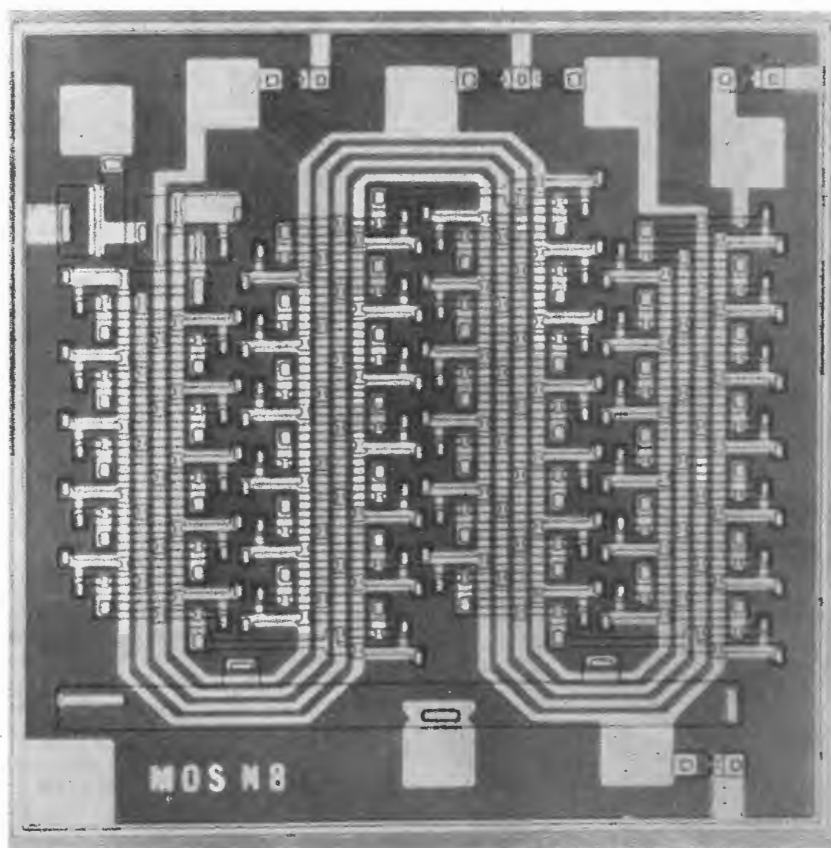
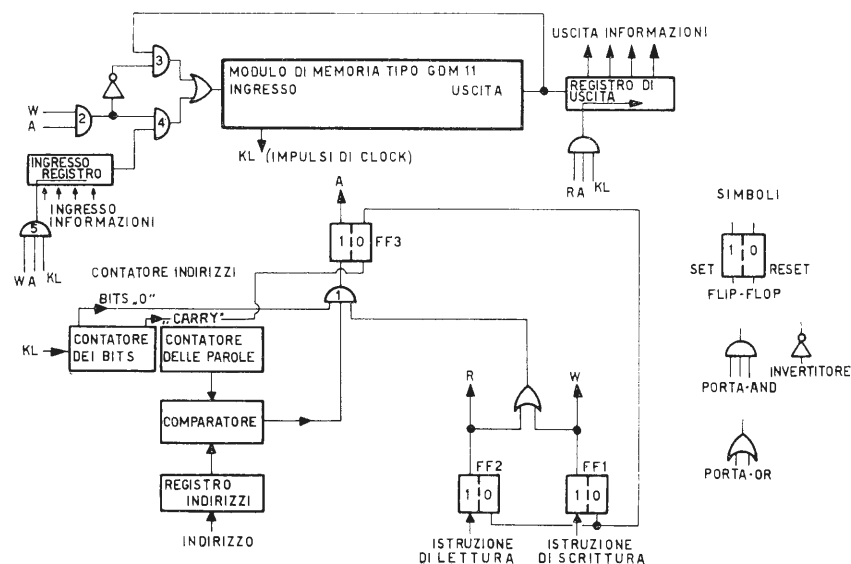
Dovendo aumentare la capacità totale è possibile sia serializzare che parallelare più linee. In questo ultimo caso si può usare una linea per ogni bit di una parola con il vantaggio di risparmiare tutti meno uno i flip-flop degli shift register di ingresso e uscita.
In questo caso si ha una uscita in parallelo di tutti i bit della parola.
Comunque in tutti i casi i dispositivi di memoria a riciclo si presentano molto semplici.

1 ingresso

1 uscita

(1 ingresso di clock se si tratta di shift register; questo a sua volta può essere necessario suddividerlo in un certo numero di fasi).

MEMORIE AD ACCESSO CASUALE

Sotto questo aspetto le memorie ad ec-

Fotografia di uno shift register dinamico Philips a 25 bit. Le dimensioni reali sono di qualche mm².

cesso casuale si presentano lievemente più complicate.

A parte il funzionamento dei nuclei che hanno bisogno di particolari correnti per essere pilotati, una volta che ci siano i circuiti di comando, il tutto si presenta agli effetti esterni come un componente con le seguenti caratteristiche:

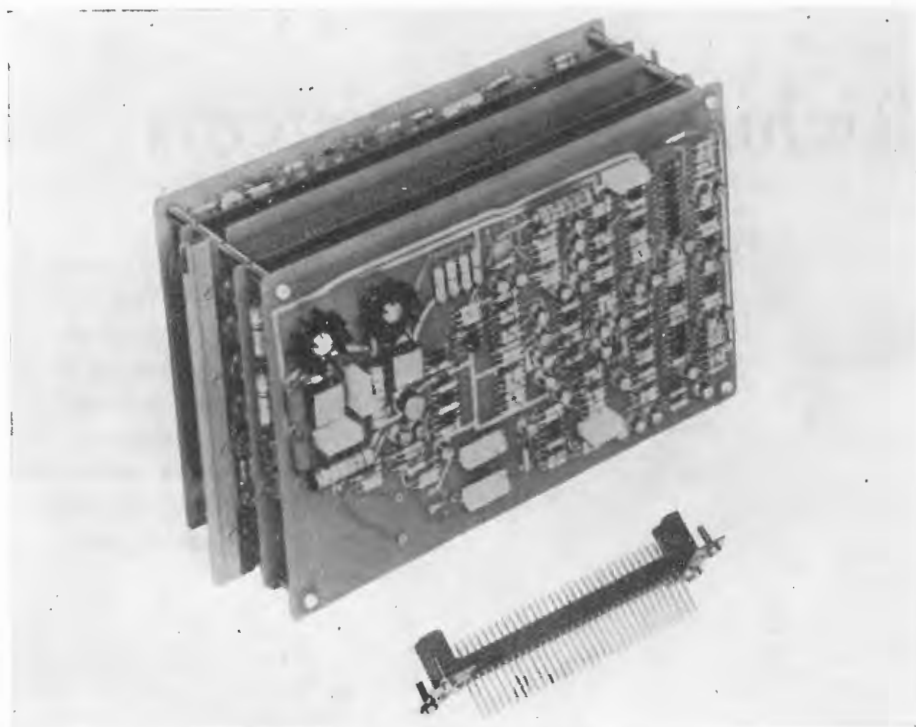
— La lettura e la scritta avvengono contemporaneamente per tutti i bit di una parola.
— La zona di memoria in cui vengono eseguite tali operazioni è determinata dai segnali di indirizzo che devono essere inviati negli opportuni ingressi. Si tratta di una opportuna combinazione di «0» e «1» che possono essere variati con una sequenza qualsiasi (*accesso casuale*).
— Normalmente i circuiti stessi provvedono a riscrivere in memoria quanto è stato letto. Nell'intervallo fra la lettura e la riscrittura l'informazione di una parola viene mantenuta da un registro detto *registro di uscita*.
— Prima di fare una scrittura occorre cancellare quanto era scritto in memoria. Ciò si fa con una lettura mentre si blocca l'uscita verso il registro dei dati.
— Normalmente un segnale impulsivo determina l'operazione di un ciclo completo. Il fatto che si tratti di una lettura e riscrittura o di una cancellatura e scrittura di nuovi dati è determinato da un livello da inviare ad un opportuno ingresso.
— *Tempo di accesso* è definito il tempo necessario a partire dal comando inizio ciclo per ottenere in uscita l'informazione contenuta nei nuclei.

Dal punto di vista logico esterno la memoria ad accesso casuale (come quella a nuclei) è quanto di più flessibile esista in fatto di memorizzazione in quanto posso accedere a qualunque parte della memoria con lo stesso tempo di accesso e non devo attendere il passaggio dei dati attraverso il dispositivo come nel caso delle linee di ritardo. I vantaggi che esse presentano inoltre in impianti che non siano dei calcolatori sono molteplici. Infatti si può sfruttare la memoria stessa per realizzare una serie di funzioni molto spesso richieste nelle applicazioni industriali come la sequenziazione, la ricerca e la selezione delle informazioni, le conversioni di codici ecc.; tutto questo in addizione alla funzione base del modulo di memoria che è quello di buffering, cioè di memorizzazione. Si veda a tale scopo il rapporto applicativo Philips N. 840 «Exploitation of magnetic core memory versatility».

Abbiamo già citato le tecniche più interessanti che permettono di realizzare memorie ad accesso casuale economiche e/o veloci; le prenderemo qui in esame più in dettaglio.

MEMORIE A NUCLEI

Attualmente con la tecnica di un nucleo/bit offrono la soluzione più conveniente in una vastissima gamma di capacità.

A seconda della velocità necessaria si usano diverse tecniche di filatura come la 3 D la 2½ D ed infine la tecnica dei due nuclei/bit a commutazione

Memoria a nuclei magnetici da 1024 parole 8 bit tipo Fi-2. Tempo di ciclo 4 µs.

parziale; con quest'ultimo metodo i tempi di ciclo ottenibili sono dell'ordine di 200÷300 ns anche per memorie piuttosto grosse.

Normalmente nelle applicazioni industriali la velocità entro certi limiti non è un problema ed è sufficiente la tecnica 3 D. La memoria Philips tipo Fi-2 ha infatti un tempo di ciclo di 4 µsec e copre una vastissima gamma di applicazioni.

MEMORIE A FILM

In tali tipi di memorie il supporto dell'informazione è una pellicola magnetica sottilissima depositata su un filo (film cilindrici) o su un piano (film piani).

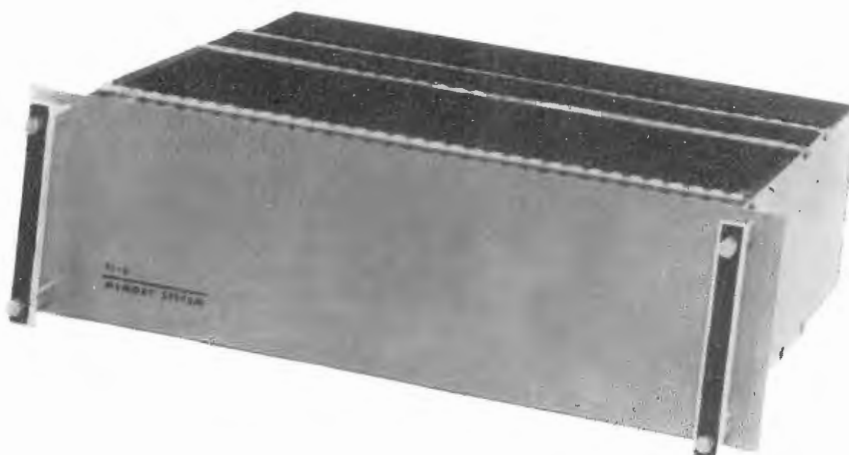
Ambedue le tecniche si prestano alla realizzazione di memorie molto veloci nell'intorno dei 100 ns di ciclo. Rispetto a quella a film piani quella a film cilindrici sembra avere un vantaggio di minor ingombro e possibilità di realizzazione di memorie a lettura non distruttiva.

L'economicità rispetto a soluzioni a nuclei non è ancora decisamente provata.

MEMORIE A SEMICONDUTTORE

Anche le moderne tecniche di integrazione consentono la realizzazione di memorie ad accesso casuale in cui la cella di memoria è adesso costituita naturalmente da un flip-flop integrato e sono aggiunti i necessari circuiti di selezione.

La tecnologia più adatta sembra essere quella MOS con la quale esistono realizzazioni sperimentali fino a un migliaio di bits, con costi che potranno diventare competitivi con i nuclei.

A

Memoria a nuclei magnetici da 4096 parole 18 bit tipo Fi-3. Tempo di ciclo 3 µs.

dott. ing. A. Nicolich

Richiami del sistema Sécam di TVC

Da diversi lettori ci viene richiesto di riassumere il principio e le caratteristiche del sistema di TV a colori Sécam divenuto improvvisamente di attualità contro la pubblica aspettativa. Troviamo giustificata la richiesta dato che la letteratura tecnica nazionale e gli schemi di televisori a colori pubblicati riguardano quasi sempre il sistema PAL, mentre del Sécam poco è stato reso noto, salvo eccezioni (v. ad es. il Vol. 7, Cap. 16 del nostro «Corso di Televisione a colori»). Riportiamo qui appresso l'essenziale del Sécam per soddisfare la richiesta rivoltaci.

Il sistema SECAM, come il sistema PAL, è sorto con l'intento di migliorare il sistema americano NTSC, che presenta l'inconveniente che i colori dell'immagine riprodotta vengono falsati dagli inevitabili errori di fase verificantisi nella trasmissione dell'informazione cromatica, dal codificatore del trasmettitore al decodificatore del ricevitore. La compensazione di tali errori di fase con il sistema americano può essere effettuata in modo non del tutto soddisfacente, a spese di circuiti complessi, di uso problematico in ricezione, mentre con i sistemi Sécam e PAL la compensazione degli errori è fatta, per così dire, alla base e quindi è perfetta, senza possibilità di fallimento. Con i due sistemi accennati, i colori riprodotti sono perfettamente fedeli a quelli dell'immagine trasmessa, indipendentemente dagli errori di fase entro amplissimi limiti.

1. - IL PRINCIPIO DEL SISTEMA SECAM

Questo sistema si basa su due fatti sperimentalmente accertati. Il primo è che è lecito diminuire, senza apprezzabile degradazione della qualità, la risoluzione verticale nella riproduzione a colori, poiché l'attitudine dell'occhio umano a percepire particolari molto piccoli dell'immagine, è molto minore che per immagini in bianconero. Il secondo è il presupposto che il contenuto dell'informazione cromatica da una riga a quella immediatamente successiva nel tempo, vari solo in modo inapprezzabile a occhio; ciò, che può sembrare contrario alla realtà, è stato invece confermato esaminando un grande numero di immagini colorate teletrasmesse.
Le due componenti necessarie per la trasmissione dell'informazione a colori, la tinta e la saturazione (oppure i due segnali differenze di colori) non vengono trasmesse contemporaneamente (sistema di trasmissione non simultaneo) con il sistema Sécam. Si devono invece trasmetterle successivamente a ogni due righe adiacenti nel tempo (sistema di trasmissione sequenziale). Nel ricevitore si ricompone poi l'informazione cromatica completa, combinando le due componenti trasmesse in due righe adiacenti. Per fare questo è necessario un elemento di accumulo (la così detta linea di ritardo), con il quale il segnale di una riga viene trattenuto per la durata di una riga di analisi (periodo di riga = 64 μs, con 625 righe), in modo che esso può essere combinato con il segnale della riga adiacente. Da questo principio è derivato l'appellativo del sistema: SECAM = Séquentielle à Mémoire (che un umorista ha interpretato: Sistema Europeo Contro America!), per indicare che si tratta di un sistema a trasmissione sequenziale con ritardatore.

2. - LA MODULAZIONE CON IL SECAM

Con i sistemi NTSC e PAL si usa la modulazione in quadratura con portante di crominanza soppressa; con questi sistemi, il vettore del segnale di colore (modulato) è un'esatta rappresentazione del segnale di colore primario; allora le due componenti dell'informazione cromatica, ossia la tinta e la saturazione (rispettivamente i due segnali differenze di colori) vengono trasmesse contemporaneamente. Poiché con il sistema Sécam le due componenti dell'informazione cromatica si trasmettono successivamente, non occorre la modulazione in quadratura. Il sistema di modulazione può essere scelto ad arbitrio.

Per il SECAM è stata scelta la modulazione di frequenza della portante di crominanza con i segnali differenze di colori ($R - Y$) e ($B - Y$); la portante di colore qui non viene soppressa. Il valore della frequenza portante di crominanza viene stabilito pressappoco come per l'NTSC e il PAL. La modulazione risulta dissimmetrica, precisamente +350 kHz e —500 kHz rispetto alla portante.
La trasmissione sequenziale della portante di colore modulata in frequenza con il segnale differenza di colore ($R - Y$) e della portante di colore modulata in frequenza con il segnale differenza di colore ($B - Y$) è perciò indipendente dagli errori di trasmissione. Falsificazioni di tinta in seguito a errori di fase sono esclusi, perché la tinta qui non è data rispetto ad una fase di riferimento. Però potrebbero verificarsi errori di saturazione e di tinta se le ampiezze dei segnali differenze di colori fossero variate nel percorso di trasmissione. Ciò non è possibile con la modulazione di frequenza, quando i segnali di entrata sono così grandi che le loro ampiezze possano essere limitate prima della demodulazione. Con la modulazione di frequenza adottata, la portante di crominanza non viene soppressa. Tale portante diviene particolarmente forte con colori poco saturati, per cui nella ricezione di una trasmissione a colori, con un ricevitore di TV bianconero risulta particolarmente disturbante. Perciò la portante di crominanza deve essere attenuata nel codificatore in trasmissione. Ciò si fa con un circuito risonante serie accordato sulla frequenza portante del colore, l'azione di tale circuito è che la portante di crominanza per colori poco saturati non disturba più la ricezione nei ricevitori di TV-BN. A questo modo si ottiene all'incirca la stessa qualità che si ha con i sistemi NTSC e PAL.
La larghezza di banda destinata all'informazione cromatica viene limitata nell'interesse della compatibilità. Ne consegue una deviazione di frequenza relativamente piccola.
Ciò significa che i segnali differenze di colori ($R - Y$) e ($B - Y$) prima della modulazione hanno valori notevolmente minori che con i sistemi NTSC e PAL.
Con questo si ha, con il SECAM, una maggiore sensibilità ai disturbi che con i due altri sistemi di TVC. Con piccoli valori del segnale di entrata, intervengono anche disturbi nella riproduzione dei colori, quando l'immagine relativamente alla sua distribuzione della luminosità non è ancora disturbata apprezzabilmente. I disturbi di colorazione si manifestano essenzialmente come irregolarità cromatiche di contorni delle figure.
Per l'eliminazione dei disturbi cromatici si adottano i mezzi, che si sfruttano ad es. anche in O.U.C.:

1°) si pratica in trasmissione una preaccentuazione (pre-Emphasio). Essa consiste nel fatto che il segnale da modulare viene amplificato nel campo delle sue alte frequenze (« Mise en forme» in trasmissione), l'esaltazione così effettuata dei segnali nella gamma delle frequenze di modulazione più alte, viene rifatta in senso opposto (cioè compensata) nel ricevitore dopo la demodulazione (Deaccentuazione);
2°) si impiegano, nel ricevitore prima dei demodulatori MF, circuiti limitatori, con i quali si elimina il contenuto di disturbi che porta MA.

3. - COMMUTATORE SECAM

Nel codificatore del trasmettitore è necessario un commutatore, con cui i segnali differenze di colori ($R - Y$) e ($B - Y$) vengono applicati alternativamente al modulatore, con il ritmo delle righe. Nel ricevitore si impiega un analogo commutatore, con il quale si deve fare in senso opposto la commutazione praticata in trasmissione. Questa commutazione viene comandata con gli impulsi di sincronismo orizzontale. Affinché ordinatamente la componente ($B - Y$) del segnale di colore pervenga alla parte ($B - Y$) del ricevitore e la componente ($R - Y$) del segnale di colore pervenga alla parte ($R - Y$) del ricevitore, vengono trasmessi, durante i ritorni verticali, impulsi di identificazione modulati in frequenza, che assicurano questa sequenza.

4 - SCHEMA A BLOCCHI DEL CODIFICATORE SECAM

Il codificatore Sécam, nel principio, è costituito come il codificatore NTSC. Riguardo alla telecamera a colori, alla correzione del gamma, al generatore per il segnale di sincronismo e soppressione, alla subportante di colore, ai circuiti matrice per il segnale di luminanza (matrice Y) e ai segnali di identificazione, non ci sono differenze essenziali. Anche il ritardo inserito nel circuito del segnale Y di luminanza è contenuto in egual misura in entrambi i codificatori.
Le differenze risiedono nella parte del decodificatore fra l'uscita della matrice $I - Q$, ovvero della matrice ($R - Y$), ($B - Y$), e il complesso sommatore presente all'uscita del decodificatore. L'entrata di questa sezione del codificatore è formata dal commutatore di riga, con il quale si effettua la commutazione di riga in riga fra il segnale differenza di colore ($R - Y$) e il segnale differenza di colore ($R - Y$). Il commutatore viene azionato con l'impulso orizzontale.
Al commutatore di riga seguono il circuito di preaccentuazione e il modulatore MF. Accanto a questi si aggiungono i blocchi (v. fig. 1) nei quali i segnali di crominanza vengono modificati in modo da presentare abbon-

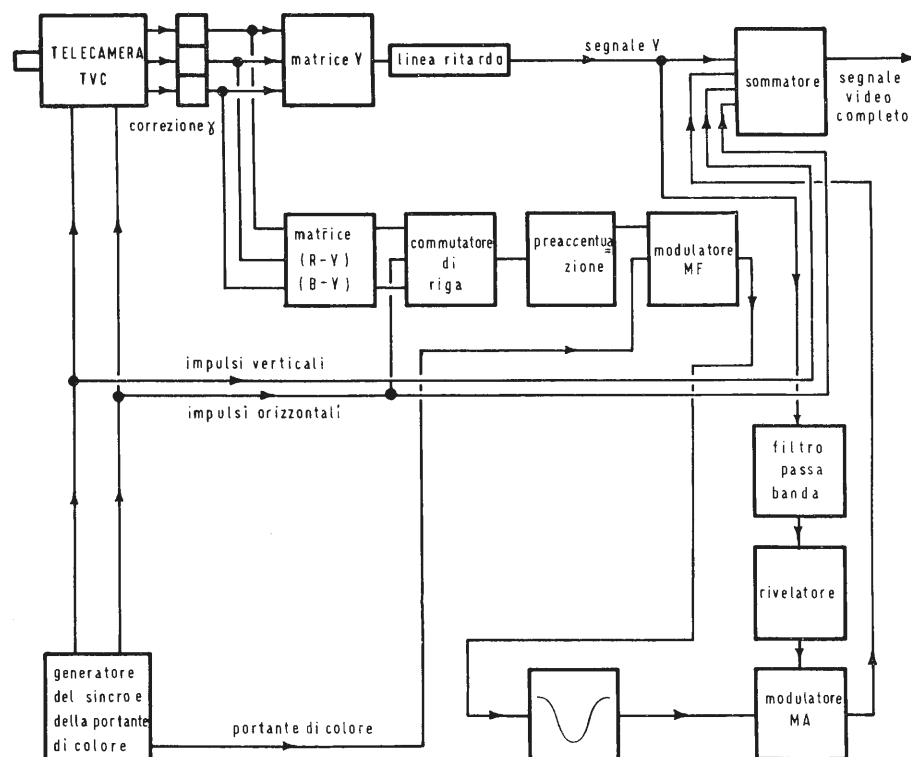



Fig. 1 - Schema a blocchi del codificatore SECAM. In trasmissione si commuta di riga in riga alternativamente dopo la matrice $(R - Y)$- $(B - Y)$.
Circuiti speciali sono: il modulatore per la modulazione in frequenza della portante di colore con ognuno dei due segnali differenze di colore, il gruppo di circuiti per l'attenuazione delle ampiezze nelle adiacenze della frequenza portante di crominanza e il dispositivo supplementare per una modulazione di ampiezza del segnale di colore in funzione del segnale di luminanza.

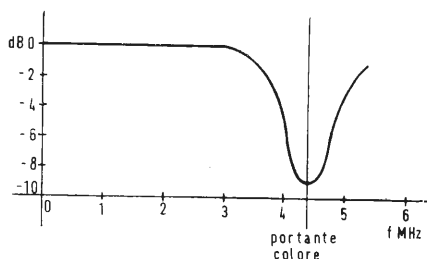



Fig. 2 - Risposta in frequenza della parte del circuito, in cui vengono attenuate le ampiezze nell'intorno della portante di colore.

dantemente i requisiti per la compatibilità. Ciò è necessario con il Sécam, perché viene trasmessa anche la portante di colore, mentre con l'NTSC e il PAL essa viene soppressa in trasmissione. Poi si attenua la portante di colore in modo che, anche con colori poco saturati, non intervenga alcun disturbo apprezzabile, dovuto a detta portante, nell'immagine riprodotta da un televisore per bianco-nero. Questa attenuazione rappresenta una caduta nella banda di frequenze, che ha condotto alla designazione di «Anticloche» (campana invertita) (v. fig. 2). Se il segnale di luminanza intervenisse in questo campo di frequenze con alti valori di cresta, la ricordata attenuazione della portante di colore e della parte adiacente di frequenze porterebbe a interferenze della risposta cromatica nella parte del segnale di luminanza (cross color, o diafotia, interferenza del colore). Per evitare questo inconveniente, il segnale di luminanza viene addotto, attraverso un filtro passa banda (3÷5 MHz), all'entrata di un raddrizzatore. Nel rivelatore si forma una tensione di regolazione. Con questa, l'amplificazione per i segnali di crominanza, viene elevata nel campo di frequenze fra 3 e 5 MHz, per il maggior valore del segnale di luminanza (modulazione supplementare di ampiezza). Si ottiene così di amplificare maggiormente i segnali di colore, quando il segnale di luminanza ha ampiezza notevole nel campo di frequenze del segnale di colore. Avendo adottato la modulazione di frequenza, questa sopraelevazione non ha alcun effetto dannoso per la trasmissione del colore, poiché rimane senza influenza sui segnali demodulati nel ricevitore, in virtù del limitatore ivi predisposto.
Con il sistema Sécam occorrono impulsi di identificazione per ottenere la corretta fase della commutazione di riga nel ricevitore. Si tratta di impulsi modulati in frequenza, che vengono trasmessi durante gli intervalli di soppressione verticale.

5. - SCHEMA A BLOCCHI DEL RICEVITORE DI TVC SECAM

Lo schema a blocchi di fig. 3 si scosta dallo schema a blocchi del ricevitore NTSC solo nella sezione di crominanza. In accordo con lo schema a blocchi del ricevitore NTSC nella sezione del colore vi sono a sinistra l'amplificatore del colore e a destra la matrice con l'amplificatore, dal quale si ricavano i segnali di pilotaggio per il cinescopio tricromico. Il rettangolo, che rappresenta l'amplificatore del segnale di crominanza, contiene la nota «con correzione di ampiezza». Ciò ricorda che le ampiezze dei segnali di colore vengono esaltati nel campo di frequenze della portante di colore. Con la sopraelevazione si compensa l'attenuazione, che si è effettuata nel trasmettitore per questo intervallo di frequenze per diminuire le interferen-

ze della portante di colore nei ricevitori di TV-BN. La curva di risposta in frequenza del circuito di compensazione che effettua questa sopraelevazione viene detta «Cloche» (circuito campana) a motivo della sua forma.

Dall'uscita dell'amplificatore di crominanza, un ramo del percorso di segnale conduce direttamente al commutatore, un secondo ramo del percorso del segnale conduce allo stesso commutatore ma attraverso un dispositivo di ritardo di 64 μs ed un amplificatore successivo; nel commutatore le due componenti del segnale di crominanza vengono inviate ciascuna al proprio gruppo di stadi predisposti. Si tratta di un commutatore bipolare: con un contatto di commutazione (ovvero il corrispondente circuito a diodi) il demodulatore ($B - Y$), con l'altro contatto il demodulatore ($R - Y$), viene collegato alternativamente di riga in riga una volta al ramo diretto e una volta al ramo ritardato del percorso del segnale.

Poichè con il SECAM si ha a che fare con la modulazione di frequenza, ciascuno dei due gruppi di blocchi, che servono per la demodulazione contiene, oltre ad un amplificatore, un limitatore, un discriminatore e un circuito di deaccentuazione.

La limitazione, e con essa la saturazione dei colori che si verifica nella riproduzione dei colori, è regolabile.

Gli amplificatori finiscono negli stadi piloti dei discriminatori. Questi hanno lo stesso schema dei rivelatori a rap-

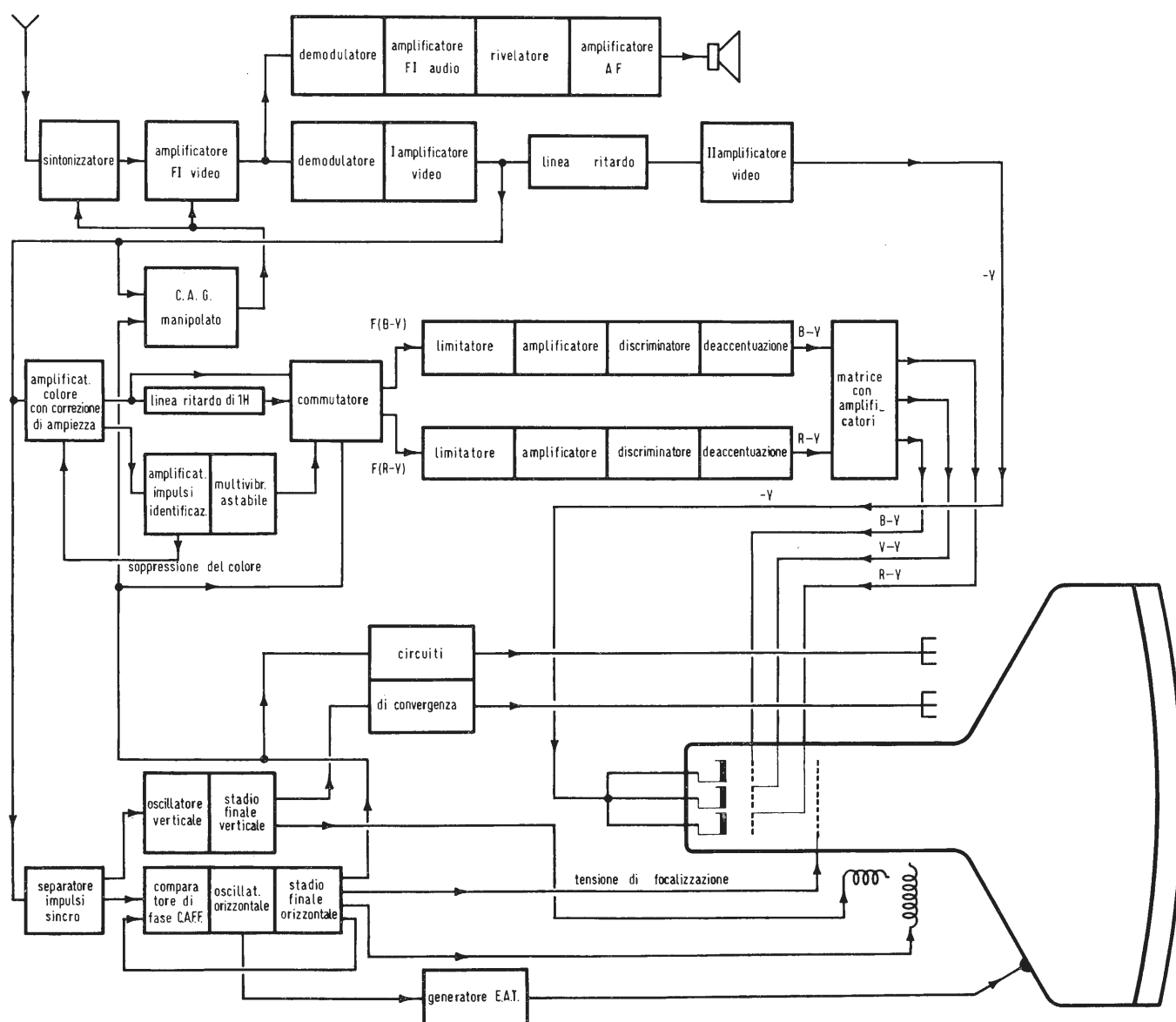



Fig. 3 - Schema a blocchi di un televisore a colori secondo il sistema SECAM. Qui sorprende subito la mancanza dell'amplificatore del burst. Al suo posto c'è un amplificatore degli impulsi di identificazione, che produce la commutazione con la giusta fase dei due segnali differenze di colore sui loro demodulatori predisposti. Ciascuno dei due demodulatori (in conseguenza della modulazione in frequenza della portante di colore) è costituito da un limitatore, un amplificatore, un discriminatore e da un circuito di deaccentuazione con amplificatore finale. Il fatto che qui per la generazione dell'E.A.T. al posto di uno stadio finale di di riga con tubo regolatore ballast, si impieghi un generatore separato di alta tensione, non ha nulla a che fare con il particolare sistema di TVC. Si tratta solo di una variante, adottabile in generale, della sezione di deviazione.

porto dei radioricevitori MF.

I requisiti, che si devono imporre per la costanza dei discriminatori qui adottati sono molto severi: già piccole dissintonie possono dar luogo a tensioni continue di uscita, che impediscono la taratura del bianco del cinescopio a colori e quindi provocano errori di tinta di grandi superficie.

Dalle uscite dei due gruppi demodulatori, i due segnali differenze di colori $(B - Y)$ ed $(R - Y)$ vengono poi applicati ad un circuito matrice. In questa si forma inoltre il terzo segnale differenza di colore $(V - Y)$, o da essa si ricavano, per aggiunta del segnale di luminanza Y, i segnali dei colori primari R, V, B.

Dall'amplificatore del croma, una linea conduce all'amplificatore degli impulsi di identificazione. Questo lavora insieme con un multivibratore astabile, che unitamente agli impulsi di ritorno orizzontale, pilota il commutatore elettronico.

Durante gli impulsi di cancellazione verticale, gli impulsi di identificazione vengono sincronizzati dagli impulsi di riga all'inizio di ogni trama.

Mentre il commutatore viene sincronizzato dagli impulsi di ritorno orizzontale, gli impulsi di identificazione provvedono alla commutazione con la giusta fase, cioè lo smistamento delle componenti del segnale di colore ai giusti demodulatori corrispondenti.

Nell'amplificatore degli impulsi di identificazione, infine, si forma, in assenza degli impulsi di identificazione. (cioè con trasmissioni in bianco e nero) la tensione, che blocca la trasmissione del colore nell'amplificatore di crominanza, rendendolo inattivo ed evitando interferenze nel segnale Y da parte di segnali spuri (color Killer).

Per una particolareggiata e precisa trattazione del sistema SECAM rimandiamo il lettore al Vol. 7 Cap. 16 del « Corso di Televisione a colori » della Editrice « il Rostro ».

6. - NORME UFFICIALI DI TVC SECONDO IL SISTEMA SECAM III OTTIMALIZZATO

Riportiamo qui di seguito le norme ufficiali emanate in Francia con Decreto del 20 gennaio 1967 per il sistema Sécam definitivo (ottimalizzato). Come è noto il Sécam subì una lunga serie di modifiche, ma all'inizio del servizio pubblico della TVC esso è stato definitivamente stabilito e secondo queste norme continuano attualmente le emissioni francesi.

6.1. - Analisi dell'immagine

Le caratteristiche principali dell'analisi dell'immagine sono quelle del sistema in bianco-nero a 625 righe e 50 trame/s, noto come norma L del C.C.I.R.

6.2. - Caratteristiche del segnale video composto

2.1 - Il segnale video composto comprende il segnale video di luminanza e il segnale di crominanza. Lo spettro del segnale di crominanza è situato entro i limiti dello spettro del segnale di luminanza.

2.2 - Il segnale di luminanza è uguale a:

$$E_y' = 0{,}299\,E_R' + 0{,}587\,E_V' + 0{,}114\,E_B'$$

dove

$$E_R' = E_R^{1/\gamma};$$
$$E_V' = E_V^{1/\gamma};$$
$$E_B' = E_B^{1/\gamma}$$

E_R, E_V, E_B sono rispettivamente i segnali video corrispondenti ai tre colori fondamentali rosso, verde, blu;

γ è l'esponente della funzione caratteristica di trasporto del cinescopio, il suo valore è di circa 2,2.

Nota - Nel caso in cui il segnale di luminanza sia generato da un tubo da presa separato, è ammesso che la sua composizione differisca da quella qui sopra riportata.

2.3 - I segnali E_R, E_V, E_B corrispondono ai colori primari del sistema di sintesi ed hanno i seguenti coefficienti di cromaticità nel sistema di coordinate della C.I.E.:

Rosso (R) $x = 0{,}67$; $y = 0{,}33$
Verde (V) $x = 0{,}21$; $y = 0{,}71$
Blu (B) $x = 0{,}14$; $y = 0{,}08$.

2.4 - Il segnale di crominanza è costituito da una subportante di crominanza modulata in frequenza da due segnali differenza di colori trasmessi con sistema sequenziale di riga.

2.5 - I segnali differenze di colori sono:

per una riga $D'_R = -1{,}9\ (E'_R - E'_y)$

per la riga successiva:

$D'_B = 1{,}5\ (E'_B - E'_y)$

Nota - I coefficienti numerici, che appaiono nelle formule dei comma 2.2, 2.3 e 2.5, possono essere corretti in funzione dell'uso di futuri fosfori del cinescopio.

2.6 - Nella trasmissione della crominanza di una sorgente di colore bianco corrispondente alla sorgente C della C.I.E. $(x = 0{,}310;\ y = 0{,}316)$, l'eguaglianza $E_R = E_V = E_B$ è assicurata rendendo così nulli i segnali differenze di colori.

2.7 - Prima della modulazione della subportante, i segnali differenze di colori D'_R e D'_B subiscono una correzione a video frequenza mediante un circuito il cui fattore di trasmissione è espresso dalla formula:

$$A_{VF}(f) = \frac{1 + j\,f/f_1}{1 + j\,f/Kf_1}$$

dove $f_1 = 85$ kHz e $K = 3$.

2.8 - In assenza di modulazione, cioè per la trasmissione della crominanza corrispondente al bianco C.I.E. tipo C $(E_R = E_V = E_B)$ e durante i banchi posteriori dei segnali di soppressioni di riga, la frequenza della subportante di crominanza ha i seguenti valori:

per le righe modulate dal segnale D'_R, $f_{OR} = 282\ f_H$ 4,40625 MHz;

per le righe modulate dal segnale D'_B, $f_{OB} = 272\ f_H = 4{,}2500$ MHz,

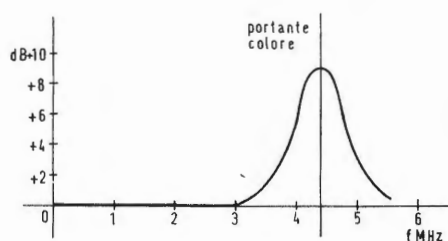



Fig. 4 - Risposta in frequenza per la correzione dei circuiti per la regolazione del segnale di colore nel ricevitore. Con questa correzione si compensa l'attenuazione indicata in fig. 2.

dove f_H è la frequenza di scansione orizzontale.

2.9 - La deviazione nominale di frequenza della portante di crominanza corrispondente ai livelli $D'_R = D'_B = 1,0$ (prendendo uguale a 1,0 l'ampiezza del nero-bianco nel segnale di luminanza) è uguale a:

per la modulazione con D'_R, 280 kHz,
per la modulazione con D'_B, 230 kHz.
Il valore massimo dell'escursione raggiunta nelle creste dei segnali D'_R e D'_B preaccentuati, è limitata ai seguenti valori:
per la modulazione con D'_R + 350 kHz e — 500 kHz,
per la modulazione con D'_B + 500 kHz e — 350 kHz.

2.10 - L'ampiezza della subportante di crominanza per la frequenza corrispondente al minimo della curva di correzione in alta frequenza (v. 2.11) è uguale a 0,115 (0,23 punta-a-punta) prendendo uguale a 1,0 l'ampiezza nero-bianco del segnale di luminanza.

2.11 - Il segnale di crominanza modulato in frequenza riceve una correzione in alta frequenza attraverso il passaggio in un circuito, il cui fattore di trasmissione è espresso dalla formula:

$$A(f) = \frac{1 + j\ 16 F}{1 + j\ 1,26 F}$$

dove $F = \frac{1}{f_0} - \frac{f_0}{f}$,

con $f_0 = 4,28600$ MHz.

2.12 - I segnali di sincronizzazione del colore (segnali di identificazione delle righe), permettono la messa in fase dei commutatori dal trasmettitore e dal ricevitore, vengano trasmessi durante 9 righe dell'intervallo di soppressione verticale, precisamente sulle righe da 7 a 15 della prima trama e sulle righe da 320 a 328 della seconda trama dell'immagine. Essi consistono in treni d'impulsi alla frequenza della subportante modulata in frequenza dai seguenti segnali trasmessi sequenzialmente di riga in riga: a) D'_R variabile linearmente dall'inizio della riga durante 15 ± 5µs, da 0 a + 1,25 seguito da un piedestallo al livello + 1,25; b) D'_B variabile linearmente dall'inizio della riga durante 20 ± 10 µs, da 0 a — 1,50 seguito da un piedestallo a livello — 1,50 (prendendo = 1,0 l'ampiezza bianco-nero del segnale di luminanza). Nelle trame 1 e 2, il segnale D'_R viene trasmesso sulle righe dispari e il segnale D'_B sulle righe pari.

2.13 - Il segnale di crominanza viene soppresso:
a) durante il segnale di soppressione orizzontale, dall'inizio di questo segnale e fino a un istante compreso fra 5,4 e 6 µs dopo il fronte anteriore del segnale di sincronizzazione di riga; tuttavia il limite superiore potrà essere aumentato fino a 8 µs, se ciò risultasse utile;
b) durante il segnale di cancellazione verticale, salvo i periodi di trasmissione dei segnali di identificazione delle righe come detto al comma 2.12.

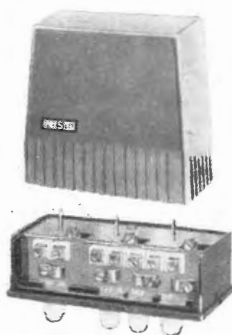
2.14 - Si pratica una modulazione di ampiezza complementare della sottoportante del colore per mezzo di un segnale dipendente dal livello dei componenti del segnale di luminanza, che giacciono nella gamma di frequenze del segnale di crominanza.

2.15 - Il segnale di luminanza viene trasmesso con la larghezza di banda di 6 MHz.

2.16 - I segnali differenze di colori, oltre alla correzione a video frequenza descritta al comma 2.7, subiscono una limitazione di banda per mezzo di un circuito, che fornisce l'attenuazione di 3dB a 1,4 MHz e di almeno 20 dB alle frequenze superiori a 3 MHz.

2.17 - La precisione di coincidenza nel tempo dei segnali di luminanza e di crominanza non è specificata dalla norma e sarà stabilita con l'esercizio pratico delle trasmissioni di TVC.

2.18 - La fase della subportante non modulata è uguale a 0° o a 180° rispetto alle frequenze di riferimento f_{OR} o f_{OB} specificate al comma 2.8.

La variazione di fase di 180° viene effettuata durante una riga, ogni 3 righe e, inoltre, durante una trama ogni 2 trame. *A*

Miscelatori tripli MM per amplificatori MT 2

I miscelatori tripli MM possono contenere sino a tre amplificatori modello MT 2 a modulo a 2 transistori. Possono anche essere usati semplicemente come miscelatori per 3 canali.

MM 3
Miscela tra di loro
VHF I o II - VHF III - UHF

MM 5
Miscela tra di loro 2 canali UHF anche adiacenti e 1 canale VHF

MM 6
Miscela tra di loro 2 canali VHF anche adiacenti e 1 canale UHF.

Attenzione: sul relativo morsetto «Entrate 75 Ω da non amplificare» dell'eventuale banda non utilizzata; (né con amplificatore MT 2, né semplicemente miscelata) deve essere inserita l'apposita resistenza fissandola con il fermacavi.

Realizzato dalla SGS un moltiplicatore elettronico per bilancia da banco

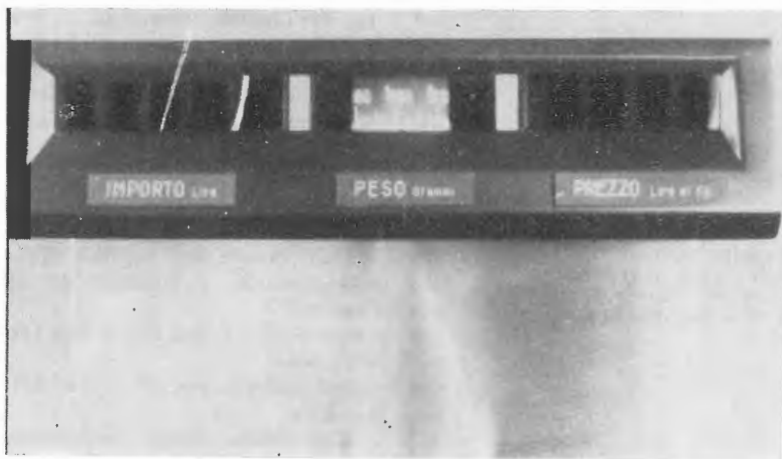



Fig. 1 - Dettaglio della lettura del peso, prezzo e importo.

Fig. 2 - Moltiplicatore elettronico integrato in una «bilancia da banco».

I laboratori della SGS di Agrate hanno progettato un moltiplicatore, realizzato completamente a circuiti integrati, atto ad essere integrato in una «bilancia da banco» e capace di eseguire il prodotto peso x prezzo unitario di merci. Tutto il circuito logico è montato su un unico circuito stampato di cm 20 x 30.
L'ingresso è costituito da una tastiera e da un codificatore digitale del peso. Il prezzo unitario e quello totale sono visualizzati a mezzo di due serie di tubi indicatori, mentre il peso appare su scala a lettura ottica.
Caratteristica peculiare del moltiplicatore è di ripetere ciclicamente il prodotto, in modo da eliminare possibilità di errori, derivanti da disturbi di rete, e da permettere l'aggiornamento automatico dell'importo al variare del peso.
Quale organo di ingresso del registro del prezzo unitario si è scelta una tastiera tipo calcolatrice, che offre elevata velocità di impostazione, semplicità di uso ed ingombro ridotto.
Essa comprende 12 tasti numerici (000, 00, 0-9), un tasto di azzeramento ed un tasto di moltiplica.
Il meccanismo di introduzione delle cifre è formato da 4 registri, ciascuno costituito da 4 flip-flop, nei quali si scrivono le cifre provenienti dalla tastiera, previa conversione decimale binaria.
I registri sono costituiti da elementi CL 9959 collegati in modo da realizzare un registro a spostamento (shift register) a 4 bit e 4 posizioni di memoria.
Al termine di una pesata, l'impostazione della prima cifra di un nuovo prezzo unitario cancella quello precedentemente registrato.
Questo tipo di bilancia avrà sicuramente un grande successo in quanto permetterà alla massaia di conoscere immediatamente il prezzo da pagare, senza dover controllare l'operazione fatta dal dettagliante con il timore di non pagare la cifra esatta. *A*

Luigi Cesone

Alcune tipiche soluzioni relative alla soppressione delle interferenze e dei segnali parassiti negli RX destinati al traffico di radioamatore*

Tutti coloro che si dilettano di radioricezione a grande distanza, in particolare i radioamatori che praticano il DX (radiocomunicazione a grande distanza effettuata da una stazione di radioamatore), sanno, per esperienza diretta, a qual punto possa essere disturbata la ricezione di un corrispondente lontano o comunque la intelligibilità di un segnale debole, dalla presenza, sulla frequenza di ricezione — od in un suo immediato intorno — di segnali estranei di battimento i quali danno inevitabilmente luogo ad interferenze parassite capaci sovente di ridurre notevolmente se non di annullare completamente la intelligibilità del segnale desiderato. Questi ostacoli ad una buona ricezione, risultato spesso difficilmente ottenibile data la crescente densità di stazioni sulle gamme destinate al traffico dei radioamatori, possono essere fortunatamente aggirati con soluzioni tecnicamente semplici, che prevedono l'impiego di circuiti elettronici dei quali — nell'articolo seguente — forniamo due tipici ed interessanti esempi.

1. - SOLUZIONE CHE IMPIEGA IL CIRCUITO « SELECT-O-JECT »

Denominato « Select-o-Ject » dal suo primo realizzatore questo circuito descritto inizialmente e destinato a funzionare a livello degli stadi di bassa frequenza di un qualsiasi ricevitore che manifesti scarsa selettività intrinseca, è in grado di assolvere alle seguenti tre distinte funzioni fondamentali:

— provvedere alla selezione ed esaltazione di una ristretta gamma di frequenze;

— introdurre, in alternativa, una attenuazione in corrispondenza di una gamma altrettanto ristretta di frequenze;

— fornire un segnale selezionato su una frequenza determinata.

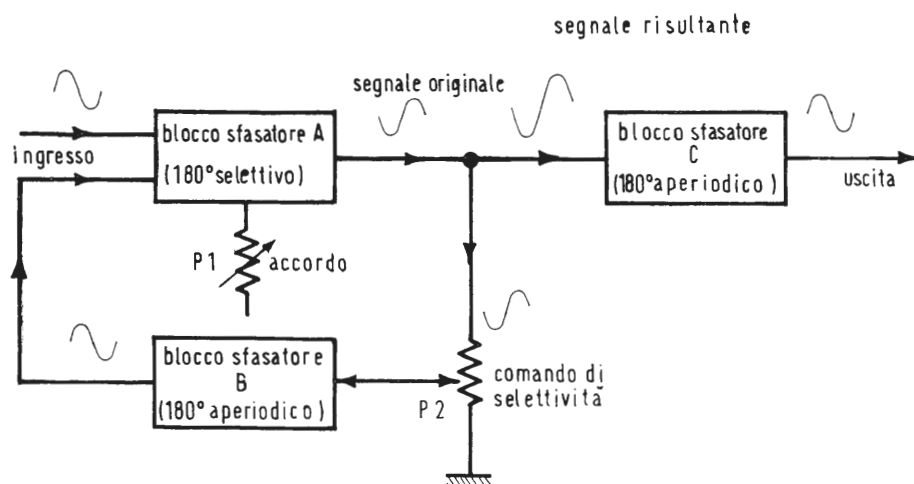
Per ottenere le suddette prestazioni sono state adottate soluzioni circuitali relativamente semplici riassunte sinteticamente negli schemi a blocchi rappresentati in figura 1 e 2; in essi si riconoscono fondamentalmente tre stadi invertitori di fase (180°), due dei quali presentano comportamento aperiodico, mentre il terzo è di tipo accordato e quindi spiccatamente selettivo.

A questo punto, per analizzarne il funzionamento, il circuito deve essere considerato sotto due aspetti distinti, secondo che esso sia chiamato a funzionare come « selettore » di frequenze desiderate, oppure come « reiettore » di segnali indesiderati e perturbanti.

Procediamo quindi con l'analisi circuitale del primo caso, vale a dire esaminiamo il comportamento teorico del dispositivo allorchè mediante il suo impiego si desidera far «emergere» un particolare segnale contenuto in una gamma di frequenze considerate: è valida in tal caso, la configurazione circuitale rappresentata in figura 1, ove si può notare che i due blocchi di sfasamento contrassegnati con A e B risultano eccitati in cascata.

I segnali da elaborare vengono appli-

(*) *Toute l'electronique,* dicembre 1968, pag. 521

Fig. 1 - Schema a blocchi del circuito « Select-o-Ject »; questo dispositivo consente di prelevare un segnale da una gamma di frequenze considerate elaborandolo onde ottenere in alternativa una esaltazione od una attenuazione.

cati all'ingresso del circuito sfasatore A, all'uscita del quale — presentando il medesimo come si è detto un comportamento selettivo — si ritroverà, naturalmente sfasato di 180°, il segnale di frequenza pari a quella sulla quale lo sfasatore sarà stato sintonizzato mediante l'elemento di accordo P_1.

Una volta prelevato all'uscita del circuito sfasatore A, il segnale considerato viene quindi avviato all'ingresso del blocco sfasatore B ed ivi applicato; prelevato successivamente all'uscita di quest'ultimo, detto segnale viene combinato in diretta relazione di fase, con i segnali applicati all'ingresso principale dello sfasatore A, ottenendosi con tale procedura un segnale risultante esattamente centrato sulla frequenza prescelta, ma di ampiezza considerevolmente superiore degli altri segnali avviati all'ingresso del dispositivo.

Notiamo, a questo punto, che detta ampiezza è regolabile mediante il potenziometro P_2 che consente appunto di dosare liberamente il tasso di reinserzione del segnale. A tal proposito è altresì importante segnalare che, superato un certo livello, il tasso di reinserzione cresce al punto di provocare l'autooscillazione del circuito su una frequenza definita tramite P_1, onde il dispositivo — sotto tali condizioni limite — si trasforma di fatto in un generatore di bassa frequenza.

Nel secondo caso, nel quale il circuito si comporta come « attenuatore » del segnale interferente, la configurazione schematica è conforme al circuito a blocchi di figura 2. Anche qui si riconoscono i tre gruppi di sfasamento precedentemente esaminati, sebbene le loro interconnessioni risultino qui leggermente modificate.

Nel caso in esame, infatti, i segnali da elaborare sono applicati simultaneamente agli ingressi dei due circuiti di sfasamento A e B, mentre la loro miscelazione è attuata soltanto all'uscita dello stadio sfasatore C il quale, ora, assume un ruolo ben definito.

La selezione del segnale da attenuare fra quelli presenti all'ingresso del dispositivo si opera, tuttavia, sempre a livello del circuito di sfasamento A, l'uscita del quale è accoppiata al bloc-

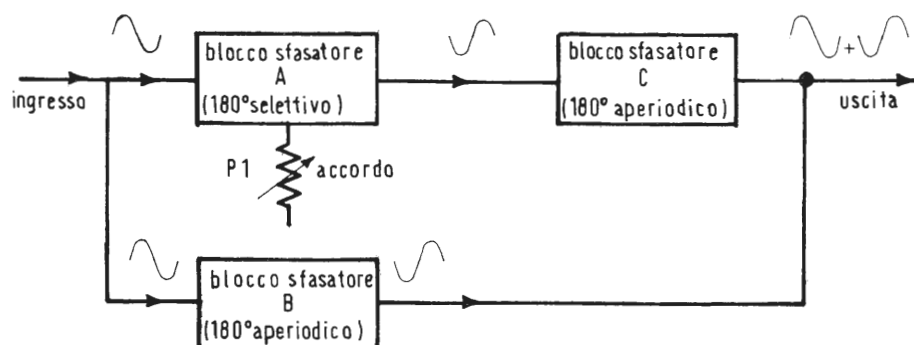



Fig. 2 - Introducendo alcune piccole modifiche allo schema di base illustrate in fig. 1, è possibile — come è qui indicato — attenuare una frequenza determinata fra quelle presenti all'ingresso del dispositivo.

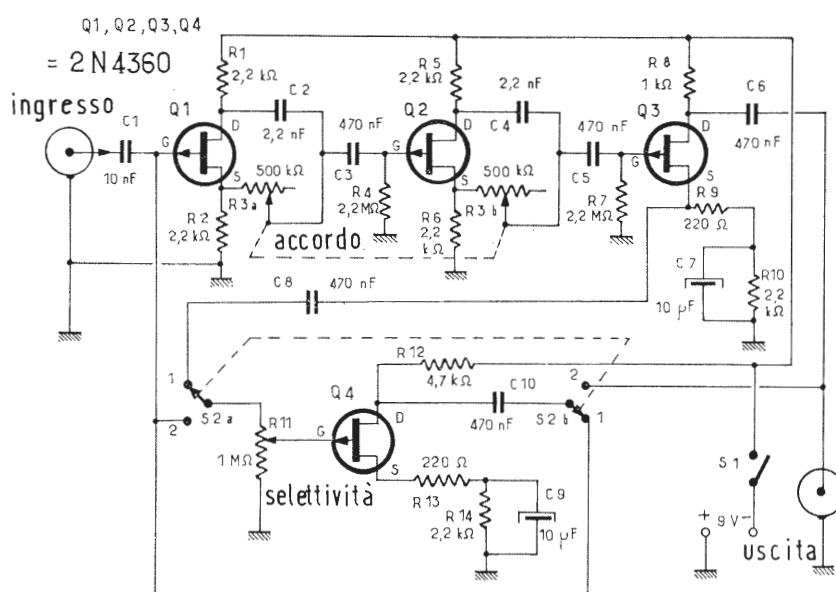



Fig. 3 - Schema pratico del dispositivo « Select-o-Ject ».

co sfasatore C. D'altra parte, poichè i segnali prodotti dallo sfasatore B, risultano ruotati di fase di 180° rispetto a quelli ottenuti all'uscita del circuito di sfasamento C, i segnali risultanti — corrispondendo alla frequenza prescelta mediante l'azione sul potenziometro P_1 — sono, da parte loro, considerevolmente attenuati rispetto a quelli relativi alle altre frequenze della gamma ricevuta.

1.1. - Circuito pratico

Esaminato per sommi capi il funzionamento teorico del circuito passiamo ora ad introdurne la pratica realizzazione premettendo che, per beneficiare completamente delle caratteristiche precedentemente elencate, è indispensabile ricorrere all'impiego di elementi «attivi» in grado di offrire una impedenza di ingresso quanto maggiore è possibile.

Poichè, dato il progresso attuale della tecnica elettronica tendente all'impiego intensivo di elementi a semiconduttore, la adozione dei tubi elettronici è perlomeno sconsigliabile in considerazione del forte consumo e delle notevoli dimensioni che assumerebbe in tal caso il dispositivo non resta che basare le considerazioni di progetto sulla scelta dei transistori ad effetto di campo (FET). Fra i vari tipi di transistori a effetto di campo oggi disponibili sul mercato, il tipo 2N 4360 prodotto dalla Fairchild risulta essere quello più adatto per questo particolare tipo di realizzazione. Il circuito pratico di fig. 3 illustra, infatti, l'utilizzazione di quattro transistori del tipo suddetto. Naturalmente la precedente affermazione non deve essere intesa categoricamente, non escludendosi al limite la possibilità di impiego di transistori a effetto di campo di differente produzione, ovviamente a patto, che tali eventuali semiconduttori sostitutivi presentino caratteristiche analoghe a quelli qui consigliati.

Il circuito pratico rappresentato in fig. 3 è di per sè sufficientemente esplicativo e non richiede che semplici osservazioni.

Si noti, in particolare, che è assai importante utilizzare per R1 - R2 - R5 - R6 delle resistenze di valore quanto più possibile eguale al fine di ottenere ai capi di dette tensioni di ampiezza pressochè identica; come si sarà sicuramente notato, i transistori ad effetto di campo Q1 e Q2 sono infatti collegati in un circuito di sfasamento del tipo a carichi ripartiti e quindi utilizzati in serie rispettivamente nelle connessioni di drain (assorbitore) e di source (sorgente) devono essere del tipo con tolleranza sul valore nominale non superiore all'1%.

Il primo circuito di sfasamento, di tipo selettivo, è equipaggiato con i transistori ad effetto di campo Q1 e Q2, il cui accordo si realizza tramite il complesso di resistenze regolabili R3a e R3b, le quali costituiscono unitamente ai condensatori C2 e C4 delle reti di sfasamento a caratteristica variabile.

Il secondo circuito sfasatore, di tipo aperiodico, impiega il transistore Q3 il cui circuito associato è identico a quello associato a Q4, ed esplica la funzione di terzo elemento di sfasamento.

I segnali di uscita vengono prelevati sul drain (assorbitore) di Q3 sia quan-

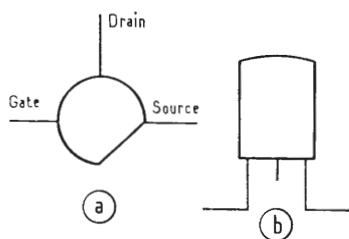



Fig. 4 - (a): individuazione dei collegamenti ai terminali dei transistori ad effetto di campo impiegati nel circuito di fig. 3; (b): modo di piegare i terminali di connessione dei transistori per un corretto montaggio dei medesimi in circuito.

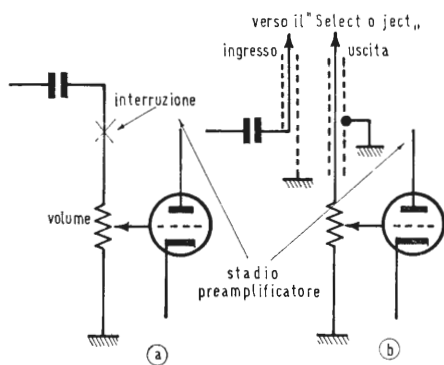



Fig. 5 - Esempio delle modifiche da apportare nel circuito di bassa frequenza di un ricevitore per l'inserzione del dispositivo « Select-o-Ject ».

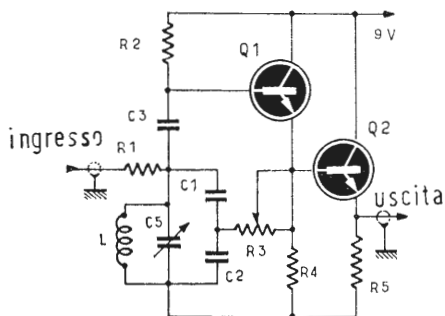



Fig. 6 - Schema di principio di un moltiplicatore di Q a transistori.

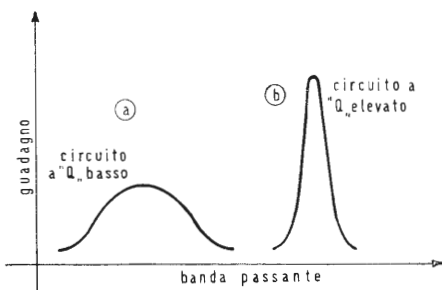



Fig. 7 - Curve di risposta di circuiti a basso fattore di merito (a) e ad elevato fattore di merito (b).

do il circuito funziona come « esaltatore » sia quando esso si comporta come « attenuatore » dei segnali avviati al suo ingresso. Precisiamo che la selezione dei due modi indicati viene ottenuta mediante il commutatore S2, che consente appunto di porre in contatto gli elettrodi gate (porta) e drain (assorbitore) del transistore ad effetto di campo Q4, rispettivamente al drain di Q3 o al polo negativo del circuito di alimentazione (utilizzazione del circuito come « reiettore ») oppure, al contrario di porre in contatto l'elettrodo porta del transistore Q4 con quello di Q1 e l'elettrodo assorbitore di Q4 in parallelo sul corrispondente elettrodo di Q3 (utilizzazione del circuito come amplificatore selettivo).

La fig. 4a illustra, in dettaglio, le connessioni agli elettrodi dei transistori ad effetto di campo utilizzati nel circuito in esame; la sezione *b* della medesima fig. 4 indica, invece, come devono essere impiegati i terminali di connessione per un corretto montaggio degli stessi transistori.

Infine, in fig. 5, viene precisato il sistema di collegamento dell'intero dispositivo al livello degli stadi di bassa frequenza di un comune ricevitore a tubi; è evidente la necessità di procedere ad una interruzione della linea di collegamento esistente fra il potenziometro di volume e lo stadio di preamplificazione (a) e all'adozione di connessioni in cavetto schermato, come precisato nel dettaglio (b).

2. - SOLUZIONE CON MOLTIPLICATORE DI Q

Assai più familiare ai radioamatori sperimentatori, la soluzione che prevede l'impiego del moltiplicatore di Q, consiste nell'utilizzare un circuito elettronico che consenta di aumentare il coefficiente in merito (Q) di un circuito accordato, onde accrescere sensibilmente la selettività degli stadi considerati, il che comporta come immediata conseguenza una migliore reiezione delle interferenze parassite prossime ai segnali da amplificare.

Un esempio pratico di dispositivo moltiplicatore di Q, destinato per impiego a livello degli stadi di media frequenza intermedia di un ricevitore, viene presentato nei suoi tratti essenziali in fig. 6 Tale dispositivo è fondato sulla adozione di un oscillatore di tipo Colpitts il cui fattore di merito e quindi la selettività, può essere variato entro determinati limiti agendo sul potenziometro R3. Il funzionamento globale del circuito può essere riassunto nel modo seguente: quando il valore di R3 tende verso lo zero (cursore del potenziometro in oggetto completamente ruotato in senso antiorario) la reazione positiva applicata fra emettitore e base del transistore Q1 è massima, onde il circuito entra in oscillazione su una frequenza determinata dai valori attribuiti ad L, C1, C2 e C5.

Sotto tali condizioni il fattore di merito Q del complesso LC tende verso l'infinito e conseguentemente ciò comporta un notevole guadagno in tensione nelle immediate vicinanze della frequenza di risonanza del circuito; questo fenomeno è illustrato graficamente dalle curve *a* e *b* della fig. 7, ottenute rispettivamente con un ricevitore normale e con lo stesso ricevitore cui sia stato collegato il moltiplicatore di Q.

Impiegando un ulteriore transistore è poi possibile aumentare notevolmente le prestazioni di questo circuito di principio e — esattamente come capitava nel caso della soluzione precedente — di esaltare oppure di attenuare una ristretta banda di frequenze.

Facendo riferimento al circuito dettagliato presentato in fig. 8, esamineremo nel seguito il comportamento specifico del dispositivo in oggetto, premettendo che esso è essenzialmente composto da tre transistori n - p - n di tipo corrente associati a pochi altri comunissimi componenti passivi. Il primo transistore (Q1) viene pilotato attraverso R1, con i segnali da elaborare, che, contrariamente al caso precedentemente descritto vengono prelevati a livello dell'amplificatore di frequenza intermedia del ricevitore. In pratica, il complesso risonante costituito da L, C4 e C5 è accordato sulla frequenza di 455 kHz (valore normalizzato di FI di un comune ricevitore), ma tale accordo può essere spostato più o meno 12,5 kHz rispetto al valore di frequenza citato; si noti, per inciso, che la banda passante del circuito è regolabile con continuità fra 1 e 20 kHz.

Desiderando esaltare l'amplificazione di una determinata frequenza, i segnali di FI ricavati dal ricevitore vengono applicati, tramite il commutatore S1b ed attraverso la rete costituita da R1 e C3, sulla base del transistore Q1 e quindi ai capi del circuito oscillante precedentemente nominato. In base alle caratteristiche del circuito adottato, quando si passa sulla frequenza di risonanza del circuito accordato, allo stadio considerato risulta applicata, tramite R3, una reazione positiva; ciò comporta un sensibile aumento dell'impedenza d'ingresso del transistore Q1 e, conseguentemente, dell'ampiezza delle tensioni sviluppate ai capi del circuito oscillatorio, d'altra parte, poichè le altre frequenze comprese nella gamma di ricezione non danno luogo ad alcun segnale di reazione (effetto Bootstrap) le tensioni corrispondenti disponibili ai capi del medesimo circuito sono assai deboli.

Quando invece, con procedura opposta, si desidera provocare l'attenuazione di una frequenza determinata, i segnali di FI inviati, tramite S1b, sul-

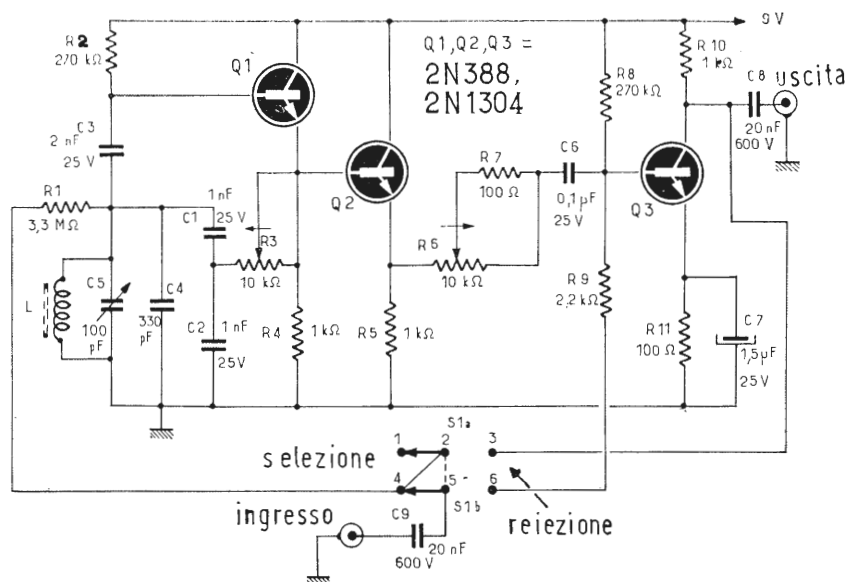



Fig. 8 - Schema pratico di moltiplicatore di Q che consente di esaltare o, al contrario di attenuare, una ristretta banda di frequenze.

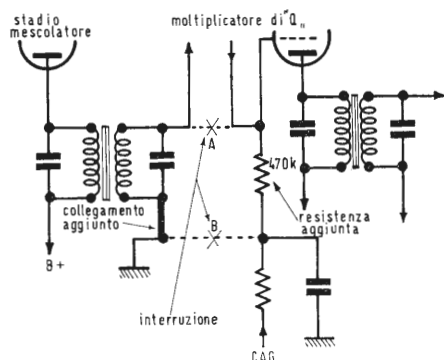



Fig. 9 - Esempio delle modifiche da apportare ad un ricevitore per l'inserzione del moltiplicatore di Q.

$$RA = \frac{1}{\frac{1}{RK} - 0{,}0022}$$

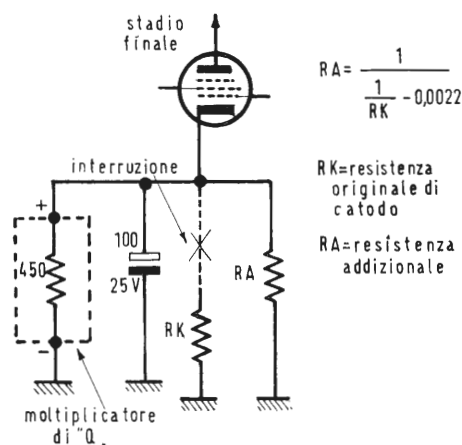



Fig. 10 - Sistema di alimentazione del dispositivo moltiplicatore di Q mediante l'inserzione del medesimo nel circuito catodico del tubo finale di un ricevitore.

la base di Q3 sono raccolti sul collettore di tale transistore ed avviati, attraverso S1a, al circuito accordato inserito a valle di Q1, sottomettendo lo stadio citato ad una notevole reazione negativa che ha l'effetto di ridurre praticamente a zero il guadagno dello stadio stesso in prossimità della frequenza di accordo. Tale comportamento si visualizza graficamente sotto forma di un aguzzo picco negativo situato sulla curva di risposta del circuito di frequenza intermedia del ricevitore.

2.1. - Adattamento pratico di un dispositivo moltiplicatore di Q ad un ricevitore

La effettiva realizzazione del circuito moltiplicatore di Q non solleva alcun problema di ordine pratico: può essere infatti tranquillamente impiegato nella sua costruzione un qualsiasi tipo di transistore con frequenza di taglio di circa 5 MHz ed un guadagno intorno a 100.

D'altra parte, invece, il ricevitore sul quale il dispositivo deve essere installato richiede alcune leggere trasformazioni, che vengono precisate sullo schema di fig. 9.

Anzitutto converrà intervenire sopprimendo l'azione del controllo automatico di guadagno a livello dello stadio di FI sul quale si dovrà effettuare il collegamento del moltiplicatore di Q. La sistemazione di quest'ultimo comporta, necessariamente, d'altra parte la necessità di effettuare due interruzioni, rappresentate in A e B sul disegno della fig. 9, e l'aggiunta di una resistenza da 470 kΩ con funzioni di carico sulla griglia del tubo dello stadio di FI considerato.

Per l'alimentazione del moltiplicatore di Q è possibile servirsi di una semplice pila da 9V e ciò in funzione del trascurabile consumo di detto circuito. Tuttavia nel caso in cui il dispositivo sia destinato ad essere utilizzato con una certa frequenza, potrà essere interessante prevederne l'alimentazione a partire direttamente dal circuito di catodo dello stadio finale del ricevitore impiegato, ove è sempre disponibile una tensione di circa 8 - 10V.

Poichè la resistenza che si misura ai due capi di alimentazione del circuito moltiplicatore di Q è di circa 450 Ω, è possibile collegare quest'ultimo in sostituzione della resistenza di polarizzazione dello stadio del ricevitore, naturalmente a condizione che detta resistenza abbia un valore compreso fra 400 e 500 Ω; per fare ciò occorrerà interrompere la connessione della resistenza catodica, eliminare quest'ultima e sostituirla con il dispositivo in oggetto.

Nel caso si riveli necessario, sarà opportuno collegare in parallelo al dispositivo una resistenza addizionale (RA), il cui valore verrà scelto in modo da ottenere una tensione di alimentazione di 9V a partire dalle caratteristiche dello stadio finale del ricevitore interessato.

Procedendo in questo modo, assicurarsi in ogni caso che il circuito catodico dello stadio finale sia correttamente disaccoppiato da massa mediante un condensatore di valore non inferiore a 50 μF.

3. - BIBLIOGRAFIA

J. Althouse - « Two Interference Nullers », Radio - Electronics, Agosto 1967.

A

Oscilloscopi a memoria con persistenza variabile della Hewlett Packard

Con i due nuovi oscilloscopi per bassa frequenza della Hewlett-Packard le caratteristiche di memoria e persistenza variabile sono accessibili ad un prezzo che non è mai stato così basso.
La persistenza della traccia sullo schermo del tubo a raggi catodici può essere variata da 0,2 sec a più di un minuto: tale importante caratteristica consente di regolare la persistenza in modo da adattarla alle velocità di scansione più basse, eliminando così il « flicker ».
I segnali di bassa frequenza, che negli oscilloscopi convenzionali appaiono come un punto luminoso che si muove sul'o schermo, sono invece chiaramente visibili nella loro forma quando la persistenza di questi nuovi oscilloscopi è regolata opportunamente.
Le due versioni sono il modello 1207A/B ad una traccia, 500 kHz, con sensibilità massima di 5 mV/div, offerto al prezzo di L. 1.280.000 e il modello 1201A/B, oscilloscopio a doppia traccia, 500 kHz, con sensibilità massima di 100 µV/div, reiezione di modo comune pari a 100000:1, prezzo L. 1.560.000.
Si tratta di strumenti interamente allo stato solido, che presentano il basso rumore (50 µV tra i due picchi) e l'alta stabilità (deriva tipica 50 µV/ora) dei più costosi strumenti da laboratorio, ma con il prezzo contenuto e la semplicità di operazioni tipiche degli oscilloscopi per applicazioni industriali.
Questi nuovi oscilloscopi si aggiungono alla serie 1200 di oscilloscopi HP recentemente introdotti, che presentano tutti ingressi sia differenziali che sbilanciati, alte sensibilità di trigger (minimo 0,2 V), accoppiamento di trigger diretto o in alternata, possibilità di scansioni singole, ingresso per l'asse Z ad accoppiamento diretto, ed altre caratteristiche tipiche di oscilloscopi da laboratorio ma difficilmente riscontrabili in strumenti di basso costo.
I nuovi oscilloscopi vengono forniti nelle due versioni: « A » compatta per banco (dimensioni: 22 x 30 x 48 cm), « B » per montaggio a rack (altezza: 14 cm). Il peso è inferiore ai 14 Kg.

Tempo di memorizzazione variabile

I nuovi oscilloscopi possono funzionare anche come oscilloscopi a memoria conservando tracce per periodi di tempo più o meno lunghi. Una novità è rappresentata dalla presenza di un comando per variare il tempo di memorizzazione: grazie ad esso la luminosità della traccia può essere diminuita per prolungare il tempo di memorizzazione, salvo riassumere la luminosità originale al momento della visualizzazione.
L'impiego di questa tecnica consente un aumento nel tempo di memorizzazione pari a otto volte quello che si ottiene con altri tipi di tubi a memoria: le tracce possono essere trattenute anche per otto ore.
Due o più tracce possono essere memorizzate in istanti diversi: inoltre, forme d'onda ripetitive possono essere sovrapposte o «integrate» per diversi cicli. Ciò consente di memorizzare e successivamente visualizzare fenomeni a variazione rapida anche quando la velocità del segnale è troppo grande per ricorrere alla memorizzazione a traccia singola e anche quando la frequenza di ripetizione è troppo lenta per una visualizzazione comoda su un oscilloscopio convenzionale.
I nuovi oscilloscopi sono anche in grado di memorizzare variazioni di intensità nella traccia. Tale caratteristica è utile per rappresentazioni grafiche, simulazioni di rappresentazioni tridimensionali e altre applicazioni che possono essere sfruttate attraverso la modulazione d'intensità.

Impiego della griglia di memorizzazione

Il principio sfruttato per ottenere la persistenza variabile e la memorizzazione delle immagini è l'impiego di una griglia nel tubo, vicina alla superficie del fosforo. Gli elettroni lenti, provenienti dal cannone secondario, passano attraverso la griglia in corrispondenza delle zone elettrizzate in precedenza, che conservano la traccia, e vanno a illuminare il fosforo.
Tale soluzione presenta numerosi vantaggi, primo fra tutti la possibilità del funzionamento in persistenza variabile, ottenuta attraverso una cancellazione parziale e regolabile della traccia immagazzinata. *A*

Festa a Varese della "Fedeltà Ticino"

Ventotto impiegati con anzianità decennale (distintivo d'oro); 59 fra operai ed equiparati (distintivo d'oro, pergamena e premio per importi singoli fra 50.000 e 200.000 lire); 7 « anzianissimi », operai, equiparati o impiegati, che hanno ricevuto un'automobile «750» o l'equivalente in denaro. Complessivamente 94 sono stati i premiati alla « Festa della Fabbrica » che ha riunito festosamente, sabato 28 Giugno, oltre 2500 Dipendenti e Collaboratori della Bassani S.p.A., Industria Specializzata Interruttori Elettrici di Varese, nel piazzale antistante il modernissimo Centro Studi Ticino dedicato al nome indimenticabile del Cavaliere del Lavoro Gigino Bassani, scomparso nel dicembre scorso.

notiziario industriale

Di GIGINO BASSANI, questa « Festa della Fabbrica » 1969 è stata non soltanto commossa rievocazione, ma anche e soprattutto enunciazione decisa del fermo impegno dell'intera comunità aziendale di conservarne intatta l'eredità spirituale ed imprenditoriale: lo spirito pionieristico, il senso del dovere, la socialità ed umanità nel rapporto di lavoro, la fantasia creativa, il massimo livello di occupazione, l'ostinata volontà nella ricerca di soluzioni di avanguardia che anticipino l'evoluzione tecnologica nazionale e sovranazionale nell'ambito dell'impianto elettrico civile e industriale.
Di questo impegno si è fatto portavoce ERMANNO BASSANI, Presidente della Società, che illustrando gli obiettivi e i programmi della TICINO per gli anni '70, ha fra l'altro annunciato il lancio di una massiccia campagna di incentivi e di premi a favore di tutti i Dipendenti e Collaboratori il cui contributo individuale o di reparto potrà risultare determinante per il perfezionamento delle tecnologie di lavorazione, per l'organizzazione del lavoro, per l'incremento della produttività aziendale, per il mantenimento e il superamento delle posizioni TICINO sui mercati nazionali ed internazionali. *A*

pubblicazioni ricevute

Metodi e strumenti di misura elettrici ed elettronici
Ed. Pàtron - Bologna

La preparazione dei giovani che frequentano scuole di elettrotecnica ed elettronica difetta spesso circa l'argomento « misure ». Non di rado accade che un allievo che ha studiato i calcolatori elettronici, la TV a colori, i circuiti integrati etc, si trovi impacciato se deve connettere un wattmetro per la misura di potenza di un circuito trifase, o anche solo in c.c.
Ancora oggi molti tecnici di laboratorio si afferranno al « tester » e scansano il voltmetro elettronico (VTVM) e l'oscillografo, perchè il primo è di impiego immediato ed è ben conosciuto, mentre gli altri richiedono una messa a punto e varie conoscenze che essi hanno solo superficialmente.
Perchè tutto ciò? Per la mancanza di un testo sco'astico cui l'insegnante del corso di misure possa ricorrere per agevolare il proprio compito ostacolato dalla scarsità del tempo a sua disposizione. Se l'istruttore si accinge a disegnare alla lavagna (tradizionale o luminosa) schemi di strumenti o di applicazioni circuitali, si trova alla « fine dell'ora » senza aver potuto illustrare con sufficiente chiarezza gli schemi stessi; gli allievi li hanno ricopiati malamente (o non li hanno ricopiati affatto), con il risultato che la lezione non ha recato un profitto accettabile.
Dunque un libro di testo è necessario. Occorre naturalmente che il testo sia tale da potersi affidare ad esso con piena fiducia e non dia adito a dubbi, per affermazioni discutibili, errori, contraddizioni, periodi inconcludenti, come purtroppo avviene per quei libri scritti in fretta, arraffando trattazioni ed esempi dalla letteratura straniera male interpretata e peggio tradotta.
Scorrendo il volume « Metodi e strumenti di misura elettrici ed elettronici », che gli eminenti docenti autori hanno preparato per la Casa Editrice Prof. R. Pàtron di Bologna, si prova un senso di distensione spirituale, perchè vi si riscontrano gli elementi che finora mancavano per l'insegnamento delle misure elettriche. Il testo che può considerarsi il degno e modernizzato successore di quel monumento di libro intitolato « Misure radiotecniche » del Pession e irreperibile da decenni, è composto di quattro parti: la 1ª comprende 3 capitoli (Introduzione alla misura delle grandezze fisiche - Elementi di calcolo delle probabilità e teoria degli errori - Definizione delle caratteristiche principali degli strumenti di misura); la 2ª tratta degli strumenti di misura di grandezze elettriche e comprende 4 capitoli (Strumenti a equipaggio mobile - Strumenti a indicazione numerica - Strumenti registratori - Oscilloscopio); la 3ª discute i metodi di misura di grandezze e parametri elettrici e comprende 3 capitoli (Misura delle grandezze elettriche - Misura dei parametri elettrici passivi lineari - Misura dei parametri dei componenti non lineari ed attivi); la 4ª riguarda le esercitazioni pratiche e comprende 6 capitoli (Attrezzature di base del Laboratorio - Esercitazioni di misure in c.c. - Esercitazioni di misure in c.a. di bassa frequenza - Esercitazioni di misure in c.a a radiofrequenza - Esercitazioni sui componenti non lineari ed attivi, rilievo delle caratteristiche dei radioricevitori - Esercitazioni con l'oscilloscopio).
Chi abbia assimilato il contenuto di questo libro, che è veramente raccomandabile per tutte le scuole industriali e a carattere universitario, si mette in grado di affrontare l'attività del laboratorio elettronico e di comprendere e usare gli strumenti di misura più moderni (generatori di arcobaleno, vettorscopi, vobulatori etc.) che si incontrano nell'espletamento di attività altamente specializzate.
Riteniamo che gli insegnanti di misure nelle scuole elettroniche trovino in questo volume quell'indispensabile ausilio che perseguivano senza successo ed esprimano la loro gratitudine agli esimi Autori e all'avveduto Editore.

A

(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)

dott. ing. A. Contoni

Principi di acustica fisio-patologica*

1. - LE IDIOSINCRASIE DELL'UDITO

Sfortunatamente per coloro che si attentano di misurare o valutare obiettivamente il suono in funzione della sensazione provata dagli esseri umani, questa sensazione sembra chiamare in causa complessi meccanismi fisiologici e psicologici. Un buon misuratore di intensità del suono dovrebbe presentare alcune specialissime proprietà dell'orecchio umano.
Queste proprietà sono state studiate profondamente da un grande numero di scienziati. Noi non possiamo comprendere bene i processi fisiologici, sorvolando su alcune di esse; la nostra conoscenza di queste proprietà è solo empirica. Non siamo neppure in grado di fare un modello completo dell'orecchio. Tuttavia siamo riusciti a ottenere precisi modelli della funzione della sensazione di sonorità dell'orecchio. Per es., sappiamo che la percezione dell'intensità sonora è una funzione della frequenza, della larghezza di banda e della prossimità dei suoni in termini di frequenza.
La valutazione della sonorità, allora, è molti ordini di grandezza più complessa della misura di quantità puramente fisiche. Scopo di queste note è di presentare alcuni aspetti di queste complessità.

2. - LIVELLO DI INTENSITA' SONORA

Poiché l'intensità dei suoni è una quantità soggettiva, il primo strumento per misurarla può essere solo un osservatore umano.
Per determinare se un suono è più o meno intenso di un altro o ha uguale intensità di quest'altro, si dovrebbe far confrontare i suoni ad un grande (statisticamente) numero di persone e poi fare la media delle loro opinioni. Analogamente, per determinare quanto sia intenso un suono, si dovrebbe disporre di un suono standard e far confrontare ad un grande numero di individui il suono incognito con quello campione.
In acustica il suono standard campione accettato è una nota pura, a 1 kHz o un fruscio a banda stretta centrata intorno a 1 kHz. Il livello d'intensità di ogni suono è definito come il livello di pressione sonora di un suono normalizzato che sembra, ad un grande numero di osservatori, essere intenso come quello incognito. Il livello sonoro si misura in phon; l'intensità sonora dei suoni in phon è uguale al valore della pressione acustica in dB di un suono standard ugualmente intenso. Un suono che sia stimato di uguale intensità di una nota a 1 kHz di 40 dB ha il livello d'intensità L_s=40 phon.

3. - SENSAZIONE AUDITIVA

Sebbene la scala logaritmica dei phon copra un vasto campo dinamico di percezione dell'orecchio (120 dB), non è una scala di sonorità soggettiva. Un fattore di 2 nell'intensità sonora non corrisponde a un numero doppio di phon. Per la maggior parte del campo udibile, cioè per livelli d'intensità maggiori di 40 phon, il corrispondente aumento è 10 phon. Questa è una constatazione empirica; perché la sonorità debba essere diversa dalle quantità fisiche, come le tensioni per le quali il fattore 2 corrisponde a 6 dB, non è ben risaputo.
È anche difficile sommare in phon le intensità dei suoni. Se, per es., si produce un suono di 200 Hz con un livello d'intensità di 70 phon, e un altro a 4 kHz con lo stesso valore d'intensità, sarebbe desiderabile che i due suoni insieme fornissero il livello d'intensità di 140 phon. Sfortunatamente, ciò non avviene; i due suoni vengono percepiti con il livello sonoro di 80 dB.
Per ricavare una quantità proporzionale all'intensità della sensazione sonora, si è definita una scala di sonorità, in cui l'unità d'intensità è posta uguale a 1 son. Un son, corrisponde al livello di intensità sonora di 40 phon. Per valori d'intensità uguali o maggiori di 40 phon, la relazione fra i valori numerici del livello dei suoni L_s (in phon) e l'intensità S (in son) è data dalla:

$$S=2\,(L_s-40)/10 \qquad (1)$$

(Raccomandazione ISO R 131).
La tabella 1 dà l'equivalenza fra le intensità in son e i livelli di sonorità in phon di varie sorgenti sonore di tipo comune. Si noti che la scala delle intensità in son corrisponde molto da vicino alla nostra sensazione auditiva. Noi sentiamo, come ci dice l'esperienza, che un annunciatore in un auditorio parla circa quattro volte più forte di chiunque parli tranquillamente con noi in una normale conversazione. È più significativo definire che un aereo a reazione al decollo è circa 50 volte più intenso della nostra conversazione, che dire che l'aereo a reazione genera 120 phon contro i 60 phon generati in un'ordinaria conversazione.

(*) Rielaborato da Application Note 100, Acoustics Handoodk, Hewlett Packard

TABELLA 1

Livello d'intensità sonora (phon) (sensazione auditiva)		Sonorità (sensazione auditiva) (son)
140	Soglia del dolore	1024
120	Aereo a reazione	256
100	Autocarro	64
80	Oratore	16
60	Bassa conversazione	4
40	Stanza tranquilla	1
20	Stormire di foglie	—
3	Soglia di udibilità	—

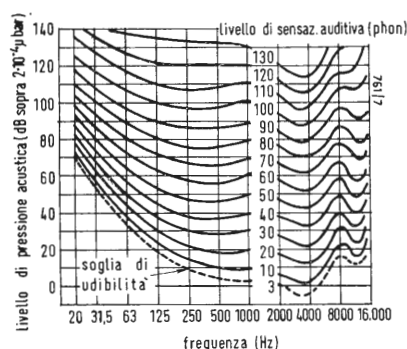



Fig. 1 - Curve di uguale livello di sensazione auditiva per toni puri in campo sonoro frontale, secondo la Raccomandazione ISO n° 226. Queste curve mostrano come la risposta in frequenza dell'orecchio umano vari con il livello sonoro.

Fig. 2 - Differenza fra i profili di livello di uguale sensazione auditiva in campi acustici frontale e diffuso, secondo la Raccomandazione ISO n° 454.

4. - SENSAZIONE AUDITIVA COME FUNZIONE DELLA FREQUENZA

Il livello di sensazione auditiva di una nota a 1 kHz è uguale al suo livello di pressione acustica. Ciò sarebbe vero anche per note pure di altre frequenze se la percezione fosse costante con la frequenza, ma questo non è nella realtà. Il livello di intensità sonora di qualsiasi altro suono (in phon) non è, in generale, uguale al suo livello di pressione acustica (in dB). Per es., se un grande numero di osservatori confronta una nota a 100 Hz con una nota a 1000 Hz, giudicherà i due suoni di uguale intensità solo quando la nota a 100 Hz ha un livello di pressione sonora più grande del livello della nota a 1 kHz. La risposta, in frequenza dell'orecchio non è piatta.

Sebbene la sensazione soggettiva della sonorità differisca da persona a persona, gli orecchi normali pare si accordino entro pochi dB, almeno per i soggetti maschili giovani, che hanno partecipato a molte prove soggettive. È allora possibile tracciare curve o profili di uguale livello di sensazione auditiva per orecchi normali; si tratta degli audiogrammi di Fletcher e Munson riportati in fig. 1 (se i menzionati signori, o i loro eredi, percepiscono un tot di diritti d'autore tutte le volte che vengono pubblicati i loro audiogrammi, devono essere ben bersagliati dal fisco!)

La prima pubblicazione di profili di uguale sensazione auditiva risale al 1933. La loro forma (leggermente modificata rispetto all'originale) è attualmente universalmente accettata come dato di riferimento (Raccomandazione ISO n° 226).

Le curve di fig. 1 sono valide per note pure in un campo acustico frontale. Esse mostrano, ad es., che una nota a 1 kHz di 40 phon ha il livello di pressione acustica di soli 40 dB. La curva 3 phon è appena sopra la soglia di udibilità dell'orecchio normale.

Si noti che le curve tendono a convergere alle basse frequenze, ma sono grossolanamente parallele fra 1 kHz e 10 kHz. Ciò significa che la risposta in frequenza dell'orecchio è funzione non solo della frequenza, ma anche del livello.

Perciò l'orecchio può essere simulato solo con reti non lineari rispetto alla frequenza e all'ampiezza dei segnali.

Curve di uguale sensazione auditiva per un campo acustico diffuso non possono essere tracciate usando toni puri, perché è difficile costituire un campo diffuso usando note pure. Queste tendono a riflettersi sulle pareti e sugli oggetti circostanti e a produrre onde stazionarie, mentre il suono in un campo diffuso è ritenuto uniforme in tutte le direzioni. Confronti di sensazione auditiva in campo diffuso si possono eseguire con risultati attendibili usando toni modulati in frequenza (vobulati) o fruscio a banda stretta.

Le differenze di livelli di pressione sonora necessari per dare la stessa sensazione auditiva in un campo diffuso come in un campo piano sono state normalizzate nella Raccomandazione ISO 454. Usando queste differenze (v. fig. 2) le curve di livello di uguale sensazione auditiva per il campo acustico diffuso, possono essere dedotte da quelle per il campo piano.

5. - SENSAZIONE AUDITIVA COME FUNZIONE DELLA LARGHEZZA DI BANDA

All'orecchio umano, i suoni a banda larga, come quelli dei reattori, sembrano molto più intensi dei toni puri o dei disturbi a banda stretta aventi lo stesso livello di pressione acustica. La fig. 3 illustra questo effetto per fruscio a banda limitata avente la frequenza centrale di 1 kHz.

La fig. 3a) è una serie di spettri d'intensità sonora per le larghezze di banda di 100 Hz, 160 Hz e 200 Hz. Tutti e tre gli spettri hanno la stessa area, cioè tutti e tre i fruscii hanno la stessa intensità sonora (potenza acustica per area unitaria).

Ciò significa che tutti e tre i fruscii hanno lo stesso livello di pressione acustica, ma i tre fruscii non sono ugualmente sonori.

Se la sensazione auditiva dovuta al

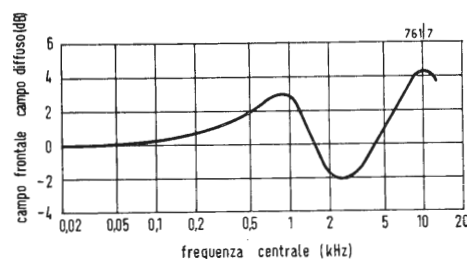
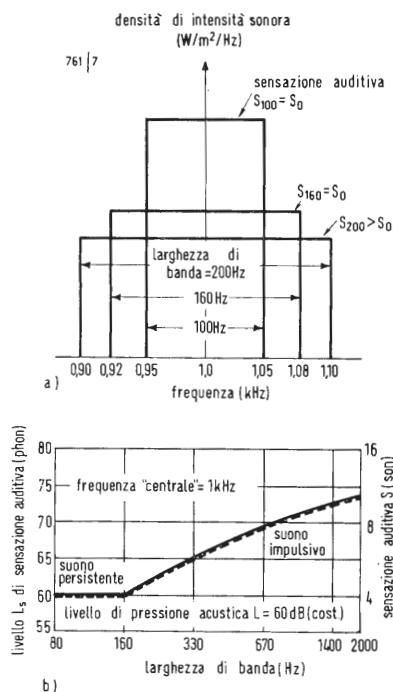
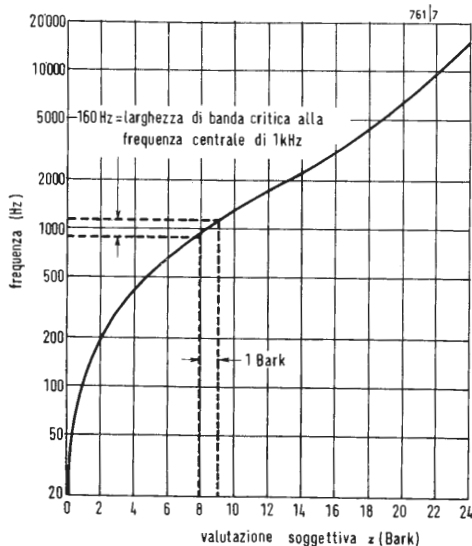



Fig. 3 - Effetto della larghezza di banda sulla sensazione auditiva dimostrato mantenendo il livello di pressione acustica costante a 60 dB, assumendo la frequenza centrale fissa di 1 kHz e aumentando la larghezza di banda.

fruscio avente la larghezza di banda 100 Hz è S_0, la sensazione auditiva destata dal fruscio che ha la larghezza di banda 160 Hz è ancora S_0. Ma quella del fruscio avente la larghezza di banda 200 Hz è maggiore di S_0.
La fig. 3b) indica come l'aumento della larghezza di banda influisce sulla sensazione auditiva dovuta ad un fruscio avente la frequenza centrale 1 kHz e il livello costante di pressione acustica 60 dB. Fino alla larghezza di banda critica di 160 Hz, la sensazione auditiva soggettiva è costante. Oltre tale punto, si verifica un notevole aumento di sensazione. Alla larghezza di banda di 2 kHz il livello di sensazione auditiva L aumenta da 60 phon a 74 phon, la sensazione auditiva S aumenta secondo un fattore $>2,5$.
Analoghe indagini, con l'uso di diverse frequenze centrali, forniscono larghezze di banda critiche diverse. Alla frequenza centrale di 200 Hz, la larghezza di banda critica è circa 100 Hz; a 5 kHz è circa 1 kHz.
Non possiamo spiegare l'influenza della larghezza di banda sulla sensazione auditiva, con la misura a qualsiasi larghezza di banda. Precise misure di sensazione auditiva si possono fare solo mettendo in conto le distribuzioni spettrali dei suoni in esame. La fig. 3b) mette chiaramente in evidenza il necessario grado di risoluzione nell'analisi spettrale. Non servono i filtri aventi una larghezza di banda più stretta di quella critica, perché per larghezze di banda più strette, la distribuzione spettrale del suono non altera la sensazione auditiva.
Inversamente, nessun filtro dovrebbe avere una larghezza di banda maggiore di quella critica corrispondente alla sua frequenza centrale; se ciò fosse, la sonorità misurata sarebbe errata. 24 filtri, aventi ciascuno una larghezza di banda uguale a quella critica determinata empiricamente per la propria frequenza centrale, possono coprire il campo audio fra 20 Hz e 15.500 Hz.

6. - VALUTAZIONE SOGGETTIVA

Le bande critiche dell'orecchio umano sembrano essere in relazione ad un'altra proprietà dell'orecchio stesso, diciamo la stima soggettiva. Con « Valutazione (o stima) soggettiva » s'intende come il nostro orecchio confronta le frequenze di suoni diversi. Se ad un osservatore medio non specializzato (non un musicista o un accordatore di pianoforti) fossero fatti udire dapprima due toni, uno di frequenza molto bassa e l'altro a 4 kHz, e poi gli si chiedesse di accordare un oscillatore finché egli percepisca una nota che sia esattamente a metà intervallo fra i primi due suoni, egli non produrrebbe qualcosa intorno a 2 kHz, ma sceglierebbe una nota avente una frequenza intorno a 1 kHz. Nella stima soggettiva, allora 1 kHz è il semi intervallo fra 0 e 4 kHz. L'unità di valutazione soggettiva è il *mel*; l'intervallo da 0 a 2400 mel corrisponde al campo di frequenza da 0 a 16 kHz.
Abbastanza importante è il fatto risultante che un intervallo di valutazione soggettiva di circa 100 mel disposto ovunque nel campo audio corrisponde alla larghezza di una banda critica in quel punto! Probabilmente, allo stesso meccanismo nell'orecchio sono dovute sia le bande critiche, sia la valutazione soggettiva. Ma le nostre conoscenze dell'orecchio non sono abbastanza profonde per permetterci di identificare tale meccanismo.
Nelle misure di sensazione auditiva, la scala di frequenze più comunemente usata è lineare nella valutazione soggettiva Z. Il mel non viene usato. Invece si definisce Bark la larghezza di una banda critica. In conseguenza, il campo audio comprende 24 Bark. La fig. 4 indica la dipendenza della valutazione soggettiva in Bark dalla frequenza.

Fig. 4 - Scala di valutazione soggettiva in funzione della scala di frequenza.

7. - SENSAZIONE AUDITIVA COME FUNZIONE DI PROSSIMITA'

Due suoni presentati simultaneamente all'orecchio producono una sensazione auditiva maggiore di quella prodotta da ciascuno di essi agente da solo. Prendiamo per es. una nota di 200 Hz avente un livello di intensità di 70 phon e una nota di 4 kHz avente anch'essa l'intensità di 70 phon. Se due suoni sono largamente spaziati in frequenza come questi due, le loro sonorità parziali si sommano semplicemente per fornire l'intensità totale. La sensazione auditiva corrispondente al livello d'intensità di 70 phon è 8 son. Se due sensazioni parziali di 8 son ciascuna si verificano simultaneamente, l'intensità totale è 16 son, e il livello di sonorità è 80 phon.
Questa semplice somma di sensazioni parziali può essere fatta solo se i singoli suoni sono largamente separati in frequenza. Quanto più essi sono vicini in frequenza, tanto più essi influenzano individualmente l'orecchio e tra loro e la sensazione auditiva totale può essere per niente grande come la somma delle sensazioni parziali. Questo effetto è detto «mascheramento parziale».
Nel caso limite, il mascheramento parziale diviene un mascheramento totale, quando un suono intenso rende un suono di basso livello completamente inudibile. Quando si verifica il mascheramento totale, i componenti del suono a basso livello non possono essere uditi del tutto e non contribuiscono alla sensazione auditiva.
Il mascheramento parziale dei toni non può essere compreso in termini di livello e di frequenza, perché i toni puri rappresentati dalle linee spettrali non possono influire su ciascun orecchio.

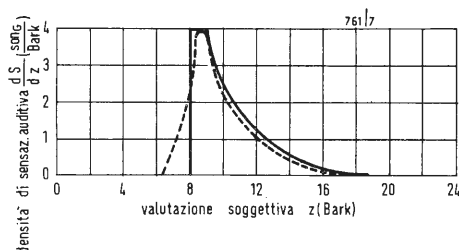



Fig. 5 - Curva di mascheramento (linea tratteggiata) per una nota pura di 1 kHz, avente l'intensità sonora di 13 son_G. La curva a tratto continuo è un'approssimazione, che fornisce buoni risultati nelle misure di sensazione auditiva, come è stato comprovato. L'area sottesa da ciascuna delle due curve è di 13 son_G.

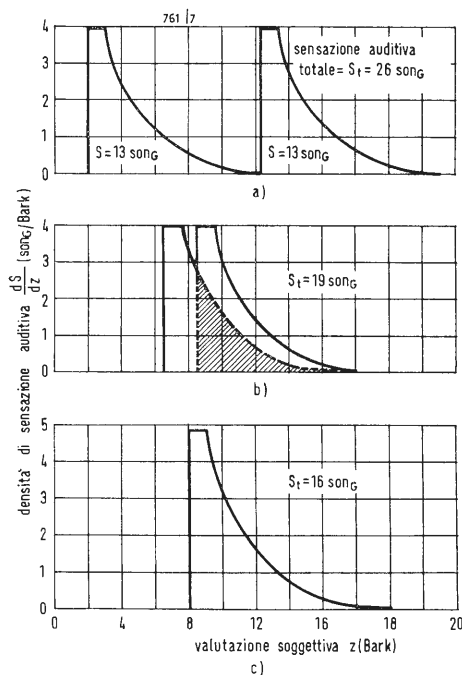



Fig. 6 - Effetto di mascheramento quando due suoni sono fortemente spaziati in frequenza (a), quando le loro curve di mascheramento si sovrappongono (b) e quando i due suoni incidono nella stessa banda critica, ma sono incoerenti (c).

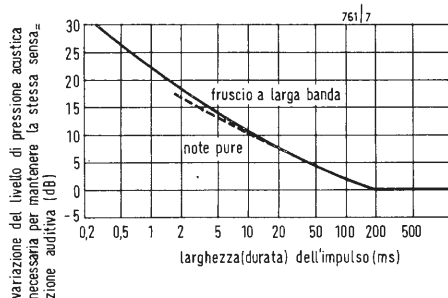



Fig. 7 - Diminuendo la durata (larghezza d'impulso) di un suono, il suo livello di pressione sonora deve aumentare per mantenere la stessa sensazione auditiva.

Studi sull'orecchio hanno dimostrato inoltre che anche toni puri o fruscii a banda stretta eccitano i nervi nell'orecchio, che corrisponde a una vasta gamma di frequenze. Il mascheramento avviene perché l'orecchio tratta i suoni in un modo «OR»; quando due suoni eccitano gli stessi nervi, l'orecchio percepisce solo il suono più forte in quel campo di frequenze.

8. - DENSITA' DI SENSAZIONE AUDITIVA

Il modo in cui i toni puri o i suoni a banda stretta eccitano i nervi dell'orecchio sensibile a molte frequenze può essere espresso quantitativamente in termini di un parametro detto «densità di sensazione auditiva». Questa densità è definita come una funzione della valutazione soggettiva; se si integra la densità di sensazione nella valutazione soggettiva, il risultato è la sensazione totale. Se l'integrazione nella valutazione soggettiva fornisce la sensazione auditiva totale, la densità di sensazione può essere rappresentata dal quoziente differenziale (derivata) della sensazione S alla valutazione soggettiva z, cioè $\frac{dS}{dz}$ la densità di sensazione dS/dz ha le dimensioni son_G per Bark. Il pedice G indica che questa sensazione è calcolata in funzione di bande critiche, non soggettivamente misurate.

La curva tratteggiata di fig. 5 rappresenta la densità di sensazione auditiva in funzione della valutazione soggettiva per una nota di 1 kHz e per il livello sonoro di 77 dB. Questa funzione è stata determinata in molti esperimenti di mascheramento. L'area sottesa dalla curva, è data dalla relazione:

$$S = \int_0^{24\ \text{Bark}} \frac{dS}{dz}\, dz$$

vale 13 son. Ciò era prevedibile, perché 77 dB, per la relazione (1), equivalgono a 13 son.

Per la maggior parte delle applicazioni, specialmente per il calcolo della sensazione auditiva, è sufficiente approssimare la curva tratteggiata di fig. 5 con quella a tratto continuo della stessa figura. Il tratto orizzontale in alto della spezzata continua ha la larghezza di 1 Bark. L'altezza di questa parte orizzontale può essere identificata con la densità della banda di sensazione auditiva. Le densità di banda di sensazione e gli andamenti delle curve approssimate sono state determinate empiricamente per vari livelli di pressione acustica e per varie bande di frequenze.

9. - MASCHERAMENTO

Il mascheramento parziale mutuo di due suoni può essere rappresentato e spiegato molto efficacemente in funzione della densità di sensazione auditiva. I tre esempi di fig. 6 mostrano la funzione di densità di sensazione per due note di 77 phon in diversi rapporti. In fig. 6a), la distanza fra i due toni è maggiore di 10 bande critiche. In fig. 6b), essa è maggiore di 2 bande critiche, e in fig. 6c) essa è minore di 1 banda critica.

Nel primo caso, la sensazione totale è la somma delle singole sensazioni, cioè 26 son. Quando le curve di densità di sensazione auditiva si sovrappongono, come in fig. 6b), si ottiene un'area totale minore della somma delle singole aree. In ciò consiste il mascheramento parziale. Nel nostro esempio, i due suoni hanno qui una sonorità solo di circa 19 son.

Quando entrambi i toni incidono nella stessa banda critica, fig. 6c), pur essendo di frequenze diverse, il livello di pressione sonora in quella banda aumenta da 3 dB a 80 dB. L'area sottesa dalla curva di densità di sensazione auditiva aumenta di una quantità corrispondente ad un incremento nel livello d'intensità sonora di 3 son, cioè, grosso modo del 20 %. Allora la sensazione totale è solo di 16 son_G.

10. - INTENSITA' SONORA D'IMPULSI

I suoni che percepiamo nella vita di tutti i giorni non sono tutti uniformi. Alcuni, come gli scoppi e i suoni impulsivi, variano rapidamente nel tempo. La dipendenza dell'intensità sonora di un suono dalla sua durata può essere rappresentata da una curva di uguale sensazione auditiva in funzione della durata dell'impulso (fig. 7). Misure soggettive hanno fornito risultati analoghi per brevi treni d'impulsi di note pure (curva tratteggiata in figura 7) e per brevi treni d'impulsi di rumori a larga banda (linea a tratto continuo in fig. 7). La sensazione è indipendente dalla durata per grandi larghezze di impulsi. Solo quando la larghezza dell'impulso cade sotto circa 100 ms, avviene che il livello di un impulso cresce e fornisce la stessa sensazione auditiva. Quando la larghezza dell'impulso diminuisce secondo il rapporto 1 a 2, il livello di pressione sonora dell'impulso deve aumentare di 3 dB per dare la stessa sensazione. In altre parole, l'orecchio sembra avere una costante di tempo di circa 10 ms. (Il metodo di misura influisce sul valore misurato della costante di tempo dell'orecchio. Lo scostamento totale è di circa 3 a 1, cioè da circa 35 a 100 ms).

La dipendenza della sensazione auditiva dalla larghezza di banda è stata vista in fig. 3. Ma queste leggi sono valide anche per suoni brevi, cioè per impulsi sonori? Risulta che lo siano. La curva tratteggiata di fig. 3b) è per

(continua a pag. 400)

Dr. Epaminonda Giorgiadis - Taranto

D. Desidero, se possibile, un'analisi della forma d'onda del « burst » e un accenno agli inconvenienti che potrebbero derivare da un'eventuale alterazione fra la frequenza di riga e quella della sottoportante di colore.

CALCOLO DEL COEFFICIENTE DELLO SVILUPPO IN SERIE DI FOURIER

R. La forma d'onda del burst, nel caso di burst di 8 cicli, è indicata in fig. 1, in cui si è considerato un periodo di tempo uguale a 2 righe (128 μs), durante il quale si compiono 567 (= 2 × × 283,5) cicli della subportante di colore a 4,4296875 MHz per il sistema europeo a 625 righe. La frequenza fondamentale è metà di quella di riga, poichè l'onda si ripete ogni 2 righe. In fig. 1, il segnale è stato disegnato simmetricamente rispetto al semiperiodo π, perciò nella serie di Fourier saranno presenti solo i termini cosinusoidali.

Fig. 1 - Segnale burst di 8 cicli distribuito in 2 periodi H di riga.

L'equazione dell'onda del burst, quando questo è presente, è $A \cos Nx$, dove A è l'ampiezza della sinusoide rappresentativa del burst, $N = 567$ e $x = \omega_0 t/2$, con $\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 = frequenza di scansione orizzontale).

Se a_n è l'ampiezza dell'ennesima armonica, si ha:

$$\pi a_n = \int_0^{\alpha} A \cos Nx \cos nx dx + \int_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} A \cos Nx \cos nx dx + \int_{2\pi-\alpha}^{2\pi} A \cos Nx \cos nx dx.$$

È noto dalla trigonometria che:

$$\cos Nx \cos nx = (1/2)[\cos(N+n)x + \cos(N-n)x];$$

allora integrando si ottiene:

$$\frac{2\pi a_n}{A} = \left[\frac{\text{sen}(N+n)x}{N+n} + \frac{\text{sen}(N-n)x}{N-n}\right]_0^{\alpha} + \left[\frac{\text{sen}(N+n)x}{N+n} + \frac{\text{sen}(N-n)x}{N-n}\right]_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} + \left[\frac{\text{sen}(N+n)x}{N+n} + \frac{\text{sen}(N-n)x}{N-n}\right]_{2\pi-\alpha}^{2\pi}$$

Il limite α degli integrali definiti è la semidurata del burst.

Se n è pari, la precedente fornisce $2\pi a_n/A = 0$.

Se n è dispari, la stessa equazione fornisce:

$$\frac{2\pi a_n}{A} = \frac{4 \text{ sen}(N+n)\alpha}{N+n} + \frac{4 \text{ sen}(N-n)\alpha}{N-n}.$$

Le armoniche di interesse sono quelle raggruppate vicino alla frequenza subportante, cioè quelle corrispondenti a valori di n vicini a N.

In tale ipotesi, l'espressione precedente si semplifica in quella approssimata:

$$\frac{\pi a_n}{2A} = \frac{\text{sen}(N-n)\alpha}{N-n}$$

La componente a frequenza subportante corrisponde a $N - n = 0$; l'armonica più vicina inferiore alla frequenza subportante corrisponde a $N - n = 2$, mentre l'armonica più vicina inferiore alla frequenza subportante corrisponde a $N - n = -2$.

Si noti che la componente subportante ha l'ampiezza a_N definita da:

$$\frac{\pi a_N}{2A} = \lim_{(N-n)\to 0} \frac{\text{sen}(N-n)\alpha}{N-n} = \alpha,$$

essendo all'incirca 1 il rapporto del seno all'arco quando l'arco è molto piccolo.

α è la frazione di due cicli di riga occupata da mezzo burst, cioè:

$$\alpha = \frac{4 \cdot 2\pi}{567} = \frac{8\pi}{567}.$$

Perciò

$$A_N = \frac{2A\alpha}{\pi} = \frac{16A}{567} = 0{,}02822.$$

L'onda del burst è perciò rappresentabile secondo lo sviluppo:

$$0{,}02822 + \frac{2A}{\pi}\left[\frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\cos(\omega_s - \omega_0)t + \frac{\text{sen } 4\alpha}{4}\cos(\omega_s - 2\omega_0)t + \cdots\right] + \frac{2A}{\pi}\left[\frac{\text{sen } 2\alpha}{2}\cos(\omega_s - \omega_0)t + \frac{\text{sen } 4\alpha}{4}\cos(\omega_s + 2\omega_0)t + \cdots\right]$$

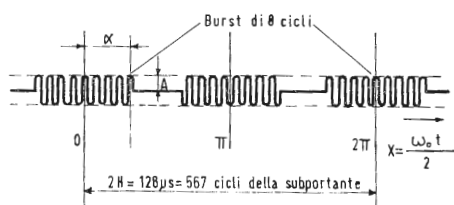
dove $\omega_s = 2\pi f_s$ (f_s = frequenza subportante); e $\alpha = 8\pi/567$ come si è già detto.

Si noti che l'ampiezza dell'armonica più vicina alla frequenza subportante e da entrambi i lati di essa, è $(\text{sen } 2\alpha)/2\alpha$ dell'ampiezza della componente subportante. Questo rapporto è prossimo all'unità, poichè

$$(\text{sen } 2\alpha)/2\alpha \cong 1 - \frac{2}{3}\alpha^2 = 1 - 0{,}00153$$

Bisogna fare attenzione nel progetto del generatore di riferimento ad evitare agganciamento a queste bande laterali adiacenti. Questo fenomeno è noto come « side-lock » (= trascinamento laterale).

La serie sopra riportata si identifica chiaramente con il principio della coesistenza di frequenza (interleaving) dell'N.T.S.C. In conclusione, la componente a frequenza fondamentale del burst ha la frequenza $\omega_0/4\pi$ (pari alla 283,5ª subarmonica della componente subportante), cioè la frequenza metà di quella di riga. Queste armoniche

Fig. 2 - Curva di rendimento di restituzione dell'energia del burst in funzione della larghezza di banda del canale del burst.

cadono perciò a metà fra le armoniche di luminanza, la cui frequenza fondamentale è uguale alla frequenza di riga (trascurando le componenti alla frequenza verticale) e le cui armoniche sono pure spaziate della stessa frequenza di riga.

LARGHEZZA DI BANDA DELL'AMPLIFICATORE DEL BURST

Il valore medio quadratico del segnale è dato dalla serie:

$$\frac{1}{2}(0{,}02822)^2 + \frac{2A^2}{\pi^2}\left(\frac{\text{sen}^2 2\alpha}{2^2} + \frac{\text{sen}^2 4\alpha}{4^2} + \frac{\text{sen}^2 6\alpha}{6^2} + \cdots\right) + \frac{2A^2}{\pi^2}\left(\frac{\text{sen}^2 2\alpha}{2^2} + \frac{\text{sen}^2 4\alpha}{4^2} + \frac{\text{sen}^2 6\alpha}{6^2} + \cdots\right) =$$

$$= \frac{1}{2}(0{,}02822)^2 + \frac{4A^2}{\pi^2}\left(\frac{\text{sen}^2 2\alpha}{2^2} + \frac{\text{sen}^2 4\alpha}{4^2} + \frac{\text{sen}^2 6\alpha}{6^2} + \cdots\right)$$

per qualsiasi numero di armoniche.

Si può calcolare il valore medio quadratico totale, come segue.

L'area sottesa dall'onda del burst per valori di x compresi fra $x = 0$ e $x = \alpha$, vale:

$$\int_0^\alpha A^2 \cos^2 Nx dx = \frac{A^2}{2}\int_0^\alpha (1 + \cos 2Nx) dx = \frac{A^2}{2}\left[x + \frac{\text{sen } 2Nx}{2N}\right]_0^\alpha = \frac{A^2}{2}\alpha.$$

L'area totale sottesa dall'onda in un tempo pari a 2 periodi di riga vale perciò $2A^2\alpha$, per cui il valore medio quadratico è:

$$\frac{2A^2\alpha}{2\pi} = \frac{2A^2 \cdot 8\pi}{2\pi \cdot 567} = \frac{8A^2}{567} = 0{,}01411A^2$$

Questo rappresenta il valore medio quadratico per un numero infinito di armoniche. Se si considerano la componente subportante e 20 armoniche a sinistra e a destra di questa, il loro valore medio quadratico è l'85% del totale. Il rendimento è fornito dalla fig. 2.

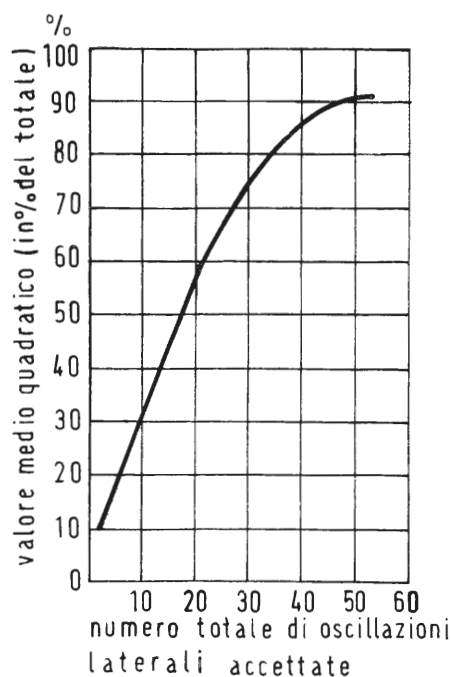
L'analisi dell'onda sopra riportata è basata sul presupposto che il burst sia presente ad ogni riga, ma in realtà vi è anche una componente a frequenza di quadro, perchè il burst è omesso durante gli impulsi di sincronismo verticale; ma le armoniche della frequenza di scansione verticale sono molto piccole perchè il numero di righe interessato ad ogni trama è piccolo rispetto a 312,5 (righe di una trama nel sistema a 625 righe).

Bisogna fare in modo che nel ricevitore, affinchè sia valida l'analisi dell'onda del burst sopra riportata, il circuito separatore del burst non introduca un segnale spurio avente un ritmo di ripetizione a frequenza di riga.

Se il circuito di controllo del burst genera un'oscillazione ad anello, o introduce segnali spuri dovuti agli impulsi di sincronismo (Widget), tali segnali indesiderati hanno la frequenza fondamentale uguale a quella di riga e quindi hanno armoniche, che sono multipli interi della frequenza di riga. Queste armoniche sono spaziate di $f_0/2$ dalle bande laterali del burst e in conseguenza, se sono abbastanza intense, possono limitare il campo di agganciamento di un generatore di segnale di riferimento a $\pm f_0/4$ anzichè a $\pm f_0/2$, quest'ultimo valore essendo valido nel caso di un'onda pura del burst. Si possono ridurre tali segnali spuri facendo in modo che il segnale di sblocco non presenti tempi di salita e di discesa molto brevi e posizionando con precisione il segnale di sblocco per escludere la formazione di oscillazioni dannose.

Se si verifica il caso di un segnale di crominanza in cui la frequenza di riga non è correttamente agganciata alla frequenza subportante (oppure non è mantenuta entro lo 0,01% del valore nominale) le armoniche spurie della frequenza di riga possono danneggiare apprezzabilmente la caratteristica di agganciamento di un generatore del segnale di riferimento e possono provocare un agganciamento (side-lock) su una frequenza molto vicina alla componente corretta subportante. Ciò non è in alcun modo dipendente dalla forma d'onda del burst stesso, che può essere considerato come modulazione di ampiezza della subportante ad opera di un segnale rettangolare avente il ritmo di ripetizione alla frequenza di riga ed avente un periodo di presenza uguale alla durata del burst.

Questo segnale modulante possiede armoniche multiple della frequenza di riga, per cui, in seguito alla modulazione, le frequenze generate sono uguali alla frequenza subportante più e meno multipli della frequenza di riga. Allora, astrazion facendo dal rapporto numerico fra le frequenze subportante e di riga, le bande laterali più vicine alla componente subportante sono spaziate da questa di una quantità uguale alla frequenza di riga.

D'altra parte, poichè una lieve variazione nella frequenza fondamentale di una componente spuria alla frequenza di riga può dar luogo ad una apprezzabile variazione nella frequenza assoluta di un'armonica di ordine elevato, se il circuito di comando introduce componenti spuri alla frequenza di riga nel segnale del burst, la prestazione di agganciamento può risultare menomata. Per es., se la frequenza di riga fosse più alta di 20 Hz rispetto al valore nominale, cioè fosse 15645 Hz

invece di 15625 Hz, l'armonica 283 sarebbe 4,427535 MHz, che differisce di 2152,5 Hz rispetto al valore nominale 4,4296875 MHz della subportante. Questo segnale spurio può peggiorare seriamente la caratteristica di agganciamento ed è quindi necessario che il segnale subportante sia esattamente agganciato alla frequenza di riga, affinchè il generatore di riferimento abbia una sicura funzione di agganciamento del burst. Tutto questo non deve essere considerato per i generatori di riferimento, che non introducono segnali spuri a frequenza di riga nel segnale burst agganciato.

(*continua da pag. 397*)

impulsi di fruscio a banda limitata di durata 5 ms. Il livello d'intensità sonora aumenta per questi brevi impulsi con la larghezza di banda, una volta che sia stata superata una larghezza di banda critica, allo stesso modo come avviene per suoni continui. Pertanto le leggi che descrivono la sensazione auditiva in termini delle bande critiche e delle densità di sensazione sono valide anche per disturbi impulsivi.

Per impulsi qualsiasi e per suoni funzioni del tempo, i livelli di banda critica devono essere misurati con la ponderazione temporale descritta nei precedenti paragrafi con rivelatori di valori efficaci aventi tempi d'integrazione di circa 100 ms.

0983 - Dott. Mario Mollo - Cassino

D - Seguo con interesse sulla Vostra rivista *l'antenna* la parte riguardante l'alta fedeltà.
Poichè leggo sul n. 4 - aprile 1969, un interessante articolo sui registratori magnetici, volendone acquistare uno di un certo livello (spendendo la somma massima, scontata, di lire 400.000 circa), quale apparecchio Voi suggerireste? Per quali ragioni?

R - Esiste attualmente in commercio una vastissima gamma di registratori magnetici audio (non riteniamo ch'Ella pensi al registratore video).
Anzitutto escluderemmo il registratore solo monofonico, perché svalutato in partenza. Resta dunque il tipo stereo, meglio se a transistori per la stessa ragione di svalutazione se fosse a tubi elettronici.
La cospicua somma ch'Ella mette a disposizione per il registratore, pur escludendo gli Ampex, permette di procurarsi un ottimo magnetofono.
A titolo di esempio indichiamo:
Grundig - mod. TS 320 o TS 340 (4 piste) stereo, 2 x 12W, 3 velocità, risposta 40 ÷ 18000 Hz a 19 cm/s, L. 290.000
Uher-Royal de Luxe - 2 e 4 piste, stereo, 2 x 10W, 4 velocità, risposta 20÷20.000 Hz a 19 cm/s, rivolgersi a Vertriebsorganisation di Michele Marangachi - 16149 Ge-Sampierdarena, Corso Magellano 21-27 R
Telefunken - mod. M 250 hi-fi stereo, 2 piste, 2 velocità (9,5 e 19 cm/s) risposta 40 ÷ 18.000 Hz a 19 cm/s
Sanyo - mod. MR-1020 « Auto Reverse », stereo, 4 piste, con invertitore automatico del nastro, 3 velocità, 2 x 5 W risposta 20 ÷ 20.000 Hz, 2 microfoni. Rivolgersi a Selfix Italiana s.r.l. - Via Omboni, 5 Milano.
Le consigliamo di esaminare i registratori Philips e di mettersi in comunicazione con la LARIR (Milano, vl. Premuda 38 A) che dispone di famosi apparecchi americani. (*a.f.*)

0984 - Sig. V. Zambotti - Brescia

D - Gradirei ricevere gratuitamente il vostro catalogo, onde prenderne visione per eventuali acquisti. In particolare, *e su questo vorrei un vostro consiglio,* mi interesserebbe un libro che parli di costruzioni di trasmettitori e radiotelefoni, soprattutto a transistori. Siccome però sono un principiante, vorrei naturalmente che trattasse della materia partendo dall'abc.

R - Le alleghiamo il catalogo delle nostre pubblicazioni. La letteratura tecnica non comprende libri che trattino estesamente gli argomenti che Le interessano. Tali argomenti sono spesso discussi in articoli sparsi nelle riviste. Tipico la « selezione » di G.B. Castelfranchi e «Le Haut Parleur» in francese. Le consigliamo di abbonarsi a una di queste riviste o di altre analoghe, dove potrà trovare semplici schemi, descritti pianamente, di piccoli trasmettitori e radiotelefoni. (*a.f.*)

0986 - GMC Service di Masciari - Catanzaro

D - Sul n. 2 1969 de *l'antenna* alla quale siamo abbonati da anni, alla pag. 60 e per l'intervento di G.B. Taglietta abbiamo appreso dell'esistenza del TV Multitest e del suo prezzo in L. 58.500.
Gradiremmo conoscere il costruttore al quale rivolgerci per maggiori chiarimenti e per l'eventuale acquisto.

R - Il « Multitest » è reperibile presso: G.B. Taglietta - Consulenza TV - Tecnica e pratica; Via Privata Chiesa delle Grazie 3-18 - Genova-Sampierdarena (telefono 460.728).
Il Signor Taglietta è depositario del « T. V. MULTITEST g.b.t. patent e potrà fornirvi tutte le informazioni che Vi possono necessitare. (*a.f.*)

0986 - Sig. R. Liverani - Vercelli

D - Avete uno schemario di amplificatori e preamplificatori di alta fedeltà?

R - Non abbiamo un vero e proprio schemario, ma sulla ns. rivista sono apparsi molti schemi a.f.
Le inviamo un elenco degli amplificatori e delle unità di controllo a transistori, che riteniamo possano interessarLe.
« l'antenna » - N. 10 - 1968 - pag. 436-440 Un amplificatore stereofonico transistorizzato di nuova formula. Mod. PAT 4 Dynaco.
« l'antenna » N. 9 - 1968 - pag. 382-385 Amplificatore Hi-Fi da 25 W con preamplificatore. Philips.
« l'antenna » N. 9 - 1968 - pag. 386-387 Amplificatore per BF con generazione di « tremolo » (potenza 8 W). Philips.
« l'antenna » - N. 7 - 1968 - pag. 297-301 Amplificatore di alta fedeltà e relativo preamplificatore (potenza 30 W) S.G.S.
« l'antenna » - N. 6 - 1968 - pag. 256-260 Amplificatore di potenza ad alta fedeltà (potenza 20 W). Electro-Kicher.
« l'antenna » - N. 11 - 1967 - pag. 498-505 Preamplificatore-amplificatore Hi-Fi stereofonico completamente transistorizzato 2 x 28W. Cosmos III - Alfar.
« l'antenna » - N. 10 1967 - pag. 452-461 Amplificatore stereo di alta fedeltà mod. SV80/80M. 2 x 30W. Grundig.
« l'antenna » - N. 9 - 1967 - pag. 406 - 413 Amplificatore stereofonico France 212 2 x 12 W. Magnétic France.
« l'antenna » - N. 8 - 1967 - pag. 363-365 Amplificatore stereo ad alta fedeltà Supravox mod. B 15 2 x 15 W. Supravox.
« l'antenna » - N. 7 - 1967 - pag. 313-317 Preamplificatore-amplificatore stereofonico dello stato solido, 2 x 14 W. Ribet-Desjardins.
« l'antenna » - N. 6 - 1967 - pag. 279-280 Amplificatore finale con transistori al silicio senza trasformatori 10 W (altra versione: 20 W).
« l'antenna » - N. 2 - 1967 - pag. 82-90 Amplificatori a transistori di alta fedeltà. Acoustech II. V Tabella dei dati tecnici degli amplificatori Acoustech I, III, IV, V, VI, VII, XI, P/M.
« l'antenna » - N. 2 - 1967 - pag. 74-81 Nuovi preamplificatori e amplificatori AF a transistori.
« l'antenna » - N. 1 - 1967 - pag. 38-41 Nuovi amplificatori di potenza a transistori 2 x 40 W; 2 x 50 W; 2 x 100 W. (*a.f.*)

TELEVISORE

ULTRAVOX

Mod. Tintoretto

Schema elettrico del ricevitore di TV ULTRAVOX mod. Tintoretto